

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**RETIFICADOR TRIFÁSICO A DIODOS, DE BAIXO CUSTO,
COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

CÍCERO MARCOS TAVARES CRUZ

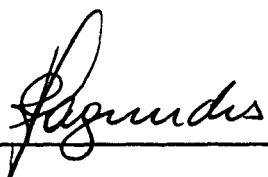
FLORIANÓPOLIS, SETEMBRO DE 1993

11

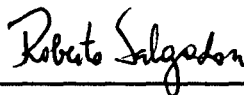
RETIFICADOR TRIFÁSICO A DIODOS, DE BAIXO CUSTO, COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

CÍCERO MARCOS TAVARES CRUZ

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA
EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

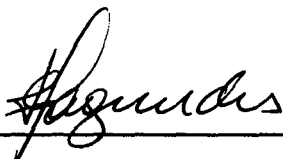
 cat P6 082C

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Orientador



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

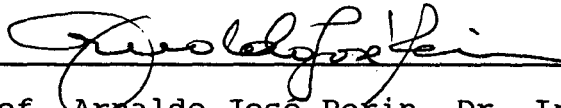
BANCA EXAMINADORA:



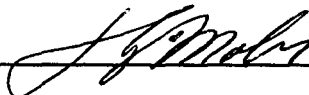
Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

A meus pais Antônio Abílio e Zélia,
a quem tudo devo.

AGRADECIMENTOS

Ao professor João Carlos Fagundes pela amizade e orientação segura dispensada durante a execução deste trabalho.

Ao professor Ivo Barbi pelas idéias e sugestões indispensáveis ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora: Arnaldo José Perin, Hari Bruno Mohr e Ivo Barbi, pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Aos amigos e colegas do curso de Pós-Graduação pela amizade, experiência transmitida e o convívio durante esta longa jornada.

À Janine pelo carinho e incentivo que sempre demonstrou.

À toda minha família.

À Deus.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA.	ix
RESUMO	xi
ABSTRACT	xii
INTRODUÇÃO GERAL	xiii
 CAPÍTULO I	
A QUESTÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM CARGAS NÃO-LINEARES	1
1.1 - INTRODUÇÃO	1
1.2 - CONCEITOS E DEFINIÇÕES BÁSICAS	1
1.3 - FATOR DE POTÊNCIA EM CARGAS NÃO-LINEARES	2
1.4 - PROBLEMAS CAUSADOS PELO BAIXO FATOR DE POTÊNCIA	4
1.5 - O RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM FILTRO CAPACITIVO DE SAÍDA	5
1.6 - SOLUÇÕES PARA ELEVAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM RETIFICADORES TRIFÁSICOS	6
1.6.1 - Métodos de Correção Passiva	6
1.6.2 - Métodos de Correção com Componentes Ativos	9
1.6.3 - Retificador de 12 Pulsos com Transformador de Interfase	13
1.7 - TOPOLOGIA PROPOSTA PARA CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	14

1.8 - CONCLUSÕES	15
----------------------------	----

CAPÍTULO II

ESTUDO ANALÍTICO DA ESTRUTURA PROPOSTA	17
2.1 - INTRODUÇÃO	17
2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR	17
2.3 - CHAVE AUXILIAR BIDIRECIONAL EM CORRENTE	20
2.4 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA DE CORRENTE DE FASE	22
2.5 - ESTUDO ANALÍTICO DO CONVERSOR	29
2.5.1 - Característica de Saída do Conversor	32
2.5.2 - Corrente Eficaz de Entrada	33
2.5.3 - Distorção Harmônica Total da Corrente de Fase	34
2.5.4 - Ângulo de Defasagem da Componente Fundamental de Corrente com Relação a Tensão	35
2.5.5- Fator de Potência Apresentado pelo Conversor	36
2.6- CONCLUSÕES	37

CAPÍTULO III

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO	39
3.1 - INTRODUÇÃO	39
3.2 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA	39
3.2.1 - Componentes da Chave Auxiliar	39
3.2.1.1 Chave Comandada	41
3.2.1.2 Diodos	42

3.2.1 - Diodos da Ponte Retificadora	45
3.3 - PROCEDIMENTO DE PROJETO	48
3.4 - EXEMPLO DE PROJETO	51
3.4.1 - Especificações do Conversor	51
3.4.2 - Cálculo dos Parâmetros do Conversor . . .	51
3.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR	53
3.5.1 - Regime Permanente	53
3.5.2 - Regime Transitório	56
3.6 - ESCOLHA DOS COMPONENTES	58
3.6.1 - Chave Auxiliar	58
3.6.2 - Circuito de Snubber.	59
3.6.3 - Diodos da Ponte Retificadora	59
3.6.4 - Capacitor de Saída do Conversor	59
3.7 - CONCLUSÕES	60

CAPÍTULO IV

CIRCUITO DE COMANDO	61
4.1 - INTRODUÇÃO	61
4.2 - CIRCUITO PARA GERAR OS SINAIS DE COMANDO	62
4.3 - ISOLADOR ÓTICO E CIRCUITO DE DISPARO	64
4.4 - CIRCUITO PARA INIBIR SINAIS DE COMANDO DURANTE A PARTIDA DO CONVERSOR	65
4.5 - DIAGRAMA COMPLETO DO CIRCUITO DE COMANDO	66
4.6 - CONCLUSÕES	68

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS	69
5.1 - INTRODUÇÃO	69
5.2 - CORRENTE DRENADA POR RETIFICADORES TRIFÁSICOS	

COM FILTRO CAPACITIVO DE SAÍDA	69
5.2.1 - Retificador sem Filtro de Entrada	69
5.2.2 - Retificador com Filtro de Entrada	70
5.2.3 - Retificador com Filtro de Entrada e Chaves Auxiliares (Topologia Proposta)	72
5.3 - FORMAS DE ONDA RELEVANTES	73
5.3.1 - Tensão e Corrente na Chave Auxiliar (Chave Comandada).	73
5.3.2 - Tensão e Corrente nos Diodos da Ponte Retificadora	74
5.3.3 - Tensão e Corrente na Carga	74
5.4 - CONCLUSÕES	75
 CONCLUSÕES GERAIS	 77
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 79

SIMBOLOGIA

C - Capacitor do filtro de entrada

CC - Corrente contínua

CS - Capacitor do filtro de saída

csb - Capacitor do circuito snubber

D1 à D7 - Diodos de potência

da1 à da6 - Diodos de potência da chave auxiliar

D - Razão cíclica de chaveamento

Dmax - Razão cíclica de chaveamento máxima

ds - Diodo do circuito snubber

dz - Diodo zener

FP - Fator de potência

f - Frequência da rede

iD1 - Corrente no diodo D1 da ponte retificadora

$\overline{I_{d_{ef}}}$ - Corrente eficaz normalizada no diodo da chave auxiliar

$I_{d_{ef}}$ - Corrente eficaz no diodo da chave auxiliar

$\overline{I_{d_{md}}}$ - Corrente média normalizada no diodo da chave auxiliar

$I_{d_{md}}$ - Corrente média no diodo da chave auxiliar

if - Corrente de fase

If - Corrente de fase eficaz

if1 - Corrente harmônica fundamental

If1 - Corrente harmônica fundamental eficaz

IO - Corrente média de saída

Icmd - Corrente média no capacitor de saída

$\overline{I_s}$ - Corrente normalizada na chave auxiliar

- i_{SR} - Corrente de saída da ponte retificadora
 $\overline{I_{sw_{ef}}}$ - Corrente eficaz normalizada na chave comandada
 $I_{sw_{ef}}$ - Corrente eficaz na chave comandada
 $\overline{I_{sw_{md}}}$ - Corrente média normalizada na chave comandada
 $I_{sw_{md}}$ - Corrente média na chave comandada
 $\overline{I_{sw_{pk}}}$ - Corrente de pico normalizada na chave comandada
 $I_{sw_{pk}}$ - Corrente de pico na chave comandada
 L - Indutância do filtro de entrada
 P - Potência ativa
 RL - Resistência de carga
 rsb - Resistor do circuito snubber
 S - Potência aparente
 $s1$ à $s7$ - Chaves semicondutoras
 sw - Chave comandada
 t - Tempo
 TR - Transistor
 vc - Tensão do sinal de comando
 vcc - Tensão da fonte auxiliar
 vf - Tensão de fase
 Vf - Tensão de fase eficaz
 Vs - Tensão média de saída ou na carga
 Vsc - Tensão de saída do comparador
 WA, WB, WC - Enrolamentos do transformador de interfase
 ω - Frequência angular da tensão senoidal
 ϕ_1 - Ângulo de defasagem da componente fundamental de corrente de fase, com relação à tensão.

RESUMO

O presente trabalho trata do estudo, desenvolvimento e implementação de um conversor CA-CC trifásico de baixo custo e elevado fator de potência.

A estrutura do conversor trata-se de um retificador trifásico em ponte completa a diodos, com filtro indutivo ao qual são acrescentadas três chaves auxiliares bidirecionais em corrente.

Um estudo do conversor proposto é realizado por simulação em computador, sendo determinadas as principais características e o comportamento do conversor em função de parâmetros tais como indutância do filtro, ângulo de condução das chaves auxiliares, corrente de carga e tensão de alimentação.

Com os resultados obtidos a partir da análise feita por simulação e o desenvolvimento de ábacos, é apresentada uma metodologia de projeto para o conversor proposto.

São apresentados também os resultados de testes de bancada para um protótipo projetado para uma potência de saída de 6 kW.

ABSTRACT

This work presents a study, development and implementation of an AC to DC three-phase converter of low cost and high power factor .

The converter structure consists of a three-phase diode bridge rectifier with an input filter inductor, in which are added three bidirectional switches.

A study of the proposed converter using computer simulation is also done, and it determines the main characteristics and behaviour of the converter based on the parameters, such as the filter inductance, the conduction angle of auxiliary switches, the load current and the input voltage.

With the achieved results from the simulation analysis and from the development of abacus, it is presented a design methodology for the proposed converter.

It is also presented the experimental results of a prototype that has been projected with an output power of 6 kW.

INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos tem-se verificado um desenvolvimento considerável da Eletrônica de Potência, tanto no que se refere a concepção de novos conversores, no avanço e surgimento de novos semicondutores de potência como também de circuitos, componentes eletrônicos e técnicas para o controle e comando destes conversores.

O avanço da Eletrônica de Potência tem difundido sua utilização nos mais diversos ramos da atividade humana, e como consequência verifica-se um rápido crescimento das chamadas cargas não-lineares.

Sendo cada vez mais frequente o uso de cargas não-lineares conectadas a sistemas de fornecimento de energia, os problemas causados por estas, referentes a baixo fator de potência e elevada distorção harmônica das correntes absorvidas tomam dimensões a ponto de se ter que dispender esforços intensos, em termos de pesquisas, na busca de soluções que os elimine ou os atenuem.

Além dos problemas práticos causados aos próprios conversores e às redes comerciais de energia, e também em função destes, surgiram mais recentemente imposições de ordem legal, sendo cada vez mais rígidos os padrões e normas que regem a fabricação e utilização de conversores estáticos. Em termos de Brasil a partir de 1994 o fator de potência exigido por concessionárias será elevado para 0.92.

No caso de retificadores como soluções propostas para se elevar o fator de potência e reduzir a distorção harmônica da

corrente drenada da rede, foram inicialmente empregadas técnicas de correção passiva, utilizando-se indutores e capacitores. Estas técnicas apresentam como características principais: simplicidade e robustez, porém com elevado peso, volume e custo.

Mais recentemente foram introduzidas as técnicas de correção ativa, que utilizam conversores chaveados. Estas técnicas, em geral, apresentam custos mais reduzidos com maior eficiência, entretanto são mais complexas e menos robustas que as passivas.

Nas técnicas ativas as chaves comandadas processam grandes somas de energia, sendo necessário portanto o seu dimensionamento em função da potência total do conversor, representando portanto parcela significativa do custo total do conversor.

Neste trabalho um novo conversor CA-CC que associa as técnicas de correção passiva e ativa é proposto e analisado. As chaves utilizadas processam pequena parcela de energia de tal forma a constituir pequena parcela do custo total do conversor. Suas características principais são simplicidade, robustez e baixo custo, apresentando boa performance na elevação do fator de potência e redução da distorção harmônica.

No capítulo 1 são discutidos alguns aspectos relacionados com o fator de potência em cargas não-lineares tais como conceitos, definições, problemas causados e soluções previstas na literatura. Neste capítulo é apresentado o conversor objeto de estudo deste trabalho.

No capítulo 2 mostra-se o princípio de funcionamento do conversor, verificando-se todas as etapas de operação e as formas de onda para a corrente de entrada. São apresentados gráficos do comportamento do conversor.

No capítulo 3 são apresentados ábacos genéricos e equações para se determinar as correntes nos vários componentes do conversor. É feito o projeto do protótipo a ser montado, utilizando-se para isto a metodologia apresentada.

No capítulo 4 é apresentado o princípio de funcionamento do circuito de comando das chaves auxiliares, suas formas de onda e seu diagrama esquemático com as especificações de todos os componentes utilizados.

No capítulo 5 são mostradas as formas de onda relevantes do protótipo montado em laboratório, comprovando o funcionamento do conversor proposto.

CAPÍTULO I

A QUESTÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM CARGAS NÃO- LINEARES

1.1 - INTRODUÇÃO

Pretende-se neste capítulo esclarecer termos, definições e considerações usados no estudo de fator de potência e distorção harmônica de correntes drenadas por cargas não-lineares, ligadas à rede comercial de fornecimento de energia.

Problemas relativos ao baixo fator de potência são relacionados, bem como algumas topologias citadas na literatura, as quais se propõem a eliminar ou minimizar tais problemas.

Uma nova topologia de um conversor CA-CC trifásico com elevado fator de potência é apresentada.

1.2 CONCEITOS E DEFINIÇÕES BÁSICAS

A seguir são mostradas as definições, comumente empregadas na literatura, referente ao estudo de fator de potência apresentado por cargas não-lineares [1],[2],[3].

-Harmônica: É uma componente senoidal de uma forma de onda periódica qualquer, e tem a frequência múltipla da frequência fundamental. Uma corrente ou tensão periódica pode ser representada por uma série de Fourier de ondas senoidais puras que contém a frequência fundamental e seus múltiplos chamados "harmônicos".

frequência fundamental e seus múltiplos chamados "harmônicos".

-Distorção Harmônica: Refere-se ao fator de distorção de uma forma de onda de corrente ou tensão, com respeito a uma onda senoidal pura.

-Fator de Distorção ou Distorção Harmônica Total (DHT): É a razão entre o valor médio quadrático do conteúdo harmônico e o valor médio quadrático do conteúdo fundamental, expresso em termos percentuais da componente fundamental.

-Fator de Deslocamento: Este fator pode ser denotado como o cosseno do ângulo de defasagem entre a onda senoidal de tensão e a componente fundamental da onda de corrente. O fator de deslocamento ou $\cos \phi_1$ representa o próprio fator de potência para o caso das cargas lineares.

-Fator de Potência: É definido como a razão da potência ativa total em watts pela potência aparente total em volt-amperes.

1.3 - FATOR DE POTÊNCIA EM CARGAS NÃO-LINEARES

Cargas não-lineares, tais como conversores estáticos, absorvem da rede correntes distorcidas que podem ser expressas em termos de uma componente com frequência fundamental e um conjunto de harmônicos.

A figura 1.1 mostra uma forma de onda de tensão puramente senoidal (v), uma corrente genérica distorcida (i) e sua componente fundamental (i_1), absorvida por uma carga não-linear qualquer.

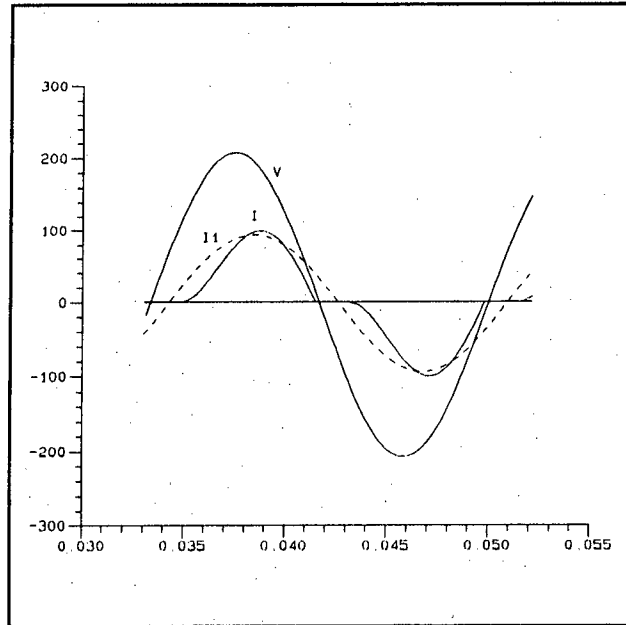


Figura 1.1: Tensão e corrente para carga não-linear

A partir das definições dadas acima tem-se que potência ativa suprida pela rede à carga é dada pela equação (1.1).

$$P = V_f \cdot I_{f_1} \cdot \cos \phi_1 \quad (1.1)$$

A equação (1.2) representa a potência aparente total.

$$S = V_f \cdot I_f \quad (1.2)$$

Com as equações (1.1), (1.2) e as definições citadas na seção 1.2 determina-se a expressão do fator de potência.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.3)$$

$$FP = \frac{V_f \cdot I_{f_1} \cdot \cos \phi_1}{V_f \cdot I_f} \quad (1.4)$$

$$FP = \frac{I_{f_1}}{I_f} \cdot \cos \phi_1 \quad (1.5)$$

$$I_f = \sqrt{I_{f_1}^2 + \sum_{i=2}^{\infty} I_{f_i}^2} \quad (1.6)$$

A distorção harmônica total é dada por:

$$DHT = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} I_{f_i}^2}{I_{f_1}^2}} \quad (1.7)$$

Então:

$$DHT\% = \sqrt{\frac{I_f^2 - I_{f_1}^2}{I_{f_1}^2}} \cdot 100 \quad (1.8)$$

Assim:

$$\frac{I_{f_1}^2}{I_f^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT^2}} \quad (1.9)$$

Tem-se então que:

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{(1 + DHT^2)}} \quad (1.10)$$

1.4 - PROBLEMAS CAUSADOS PELO BAIXO FATOR DE POTÊNCIA

As correntes distorcidas de elevado conteúdo harmônico e baixo fator de potência, devido a presença de cargas não-lineares conectadas em um sistema de fornecimento de energia, provocam os problemas relacionados a seguir:

- Distorção da tensão de alimentação, implicando em mau funcionamento de outros equipamentos conectados ao mesmo ponto;
- Perdas adicionais nos elementos das redes de transmissão e distribuição;
- Possíveis sobretensões devido a fenômenos de ressonância;
- Erros em equipamentos de medição e proteção;
- Necessidade de gerar grandes somas de potência reativa, com conseqüente elevação dos custos de todo o sistema;
- Elevação da corrente do fio neutro em sistemas trifásicos;
- Interferência em sinais de controle e comunicação.

1.5 - O RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM FILTRO CAPACITIVO DE SAÍDA

O retificador trifásico em ponte completa com filtro capacitivo na saída, para redução de ondulações da tensão contínua, é apresentado na figura 1.2. Esta estrutura é de uso bastante difundido na indústria, já que representa a solução mais simples e barata para obtenção de tensão contínua a partir de uma rede CA, principalmente em sistemas de grande porte.

Devido a presença do filtro capacitivo na saída, a corrente absorvida pelo referido conversor, a partir da rede de alimentação, é de forma descontínua e com picos elevados, como mostrado na figura 1.3. O fator de potência apresentado é da ordem de 0.7, sendo que a distorção harmônica total é igual a 92%.

Verifica-se portanto que para este conversor faz-se necessário prover meios para obtenção de melhores formas de onda para a corrente de entrada.

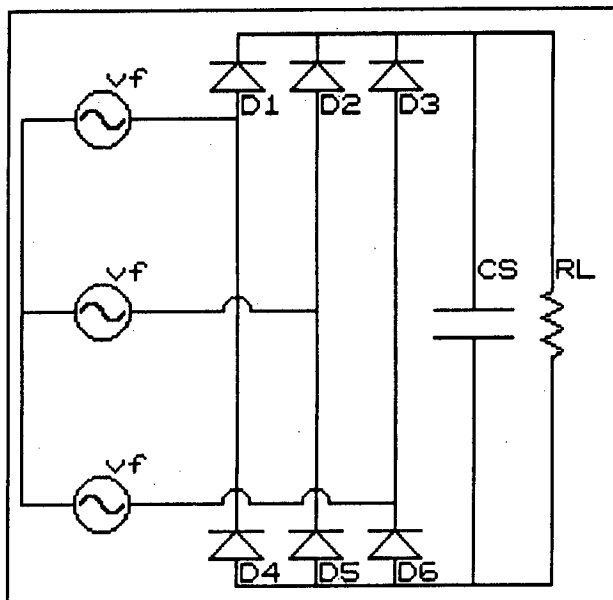


Figura 1.2: Retificador trifásico em ponte completa com filtro capacitivo na saída

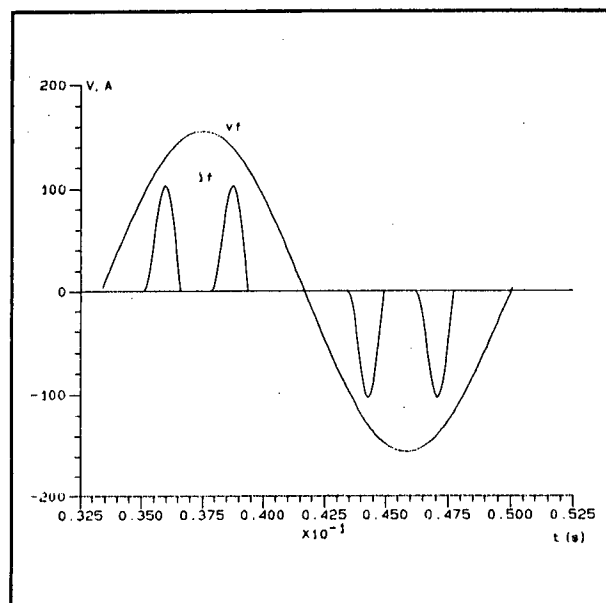


Figura 1.3: Formas de onda de tensão e corrente na rede

1.6 SOLUÇÕES PARA ELEVAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM RETIFICADORES TRIFÁSICOS

A elevação do fator de potência em conversores estáticos de uma forma geral, é obtida por meio de métodos onde se utiliza componentes passivos e/ou componentes ativos.

1.6.1- Métodos de Correção Passiva:

Trata-se da utilização apenas de elementos passivos, ou seja, capacitores e indutores, sendo em geral de elevado peso, volume e custo, porém de alta robustez, fácil implementação e operação [5].

-Filtro de 1a. Ordem:

São introduzidos indutores em série com o retificador, como mostrado na figura 1.4. Com este método obtém-se uma melhor performance para corrente, o que é observado na figura 1.5. O fator

de potência pode ser elevado para 0.9 e a DHT para em torno de 33%

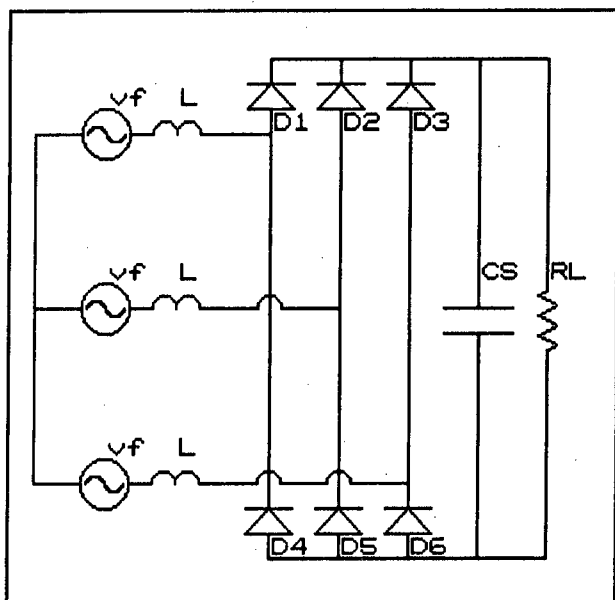


Figura 1.4: Retificador trifásico com filtro de primeira ordem

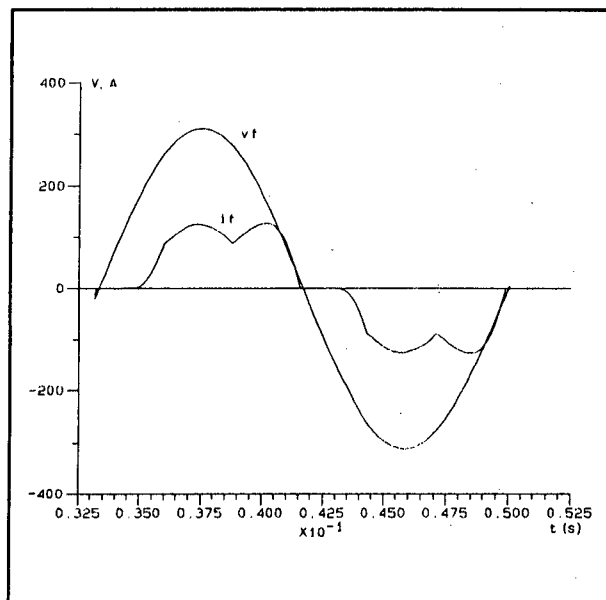


Figura 1.5: Formas de onda de tensão e corrente na rede

Verifica-se que a forma de onda da corrente absorvida pelo retificador apresenta uma sensível melhora em relação ao caso do retificador sem filtro de entrada, com a redução da distorção harmônica.

-Filtro de 1ª. Ordem no Lado CC:

O indutor de filtragem é colocado na saída do retificador como mostra a figura 1.6. A forma de onda de corrente é vista na figura 1.7, podendo-se obter um fator de potência da ordem de 0.95 com uma DHT em torno de 30%.

Neste caso verifica-se também a atuação do indutor de filtragem no sentido de melhorar a performance da corrente absorvida pelo retificador, a partir da rede de alimentação.

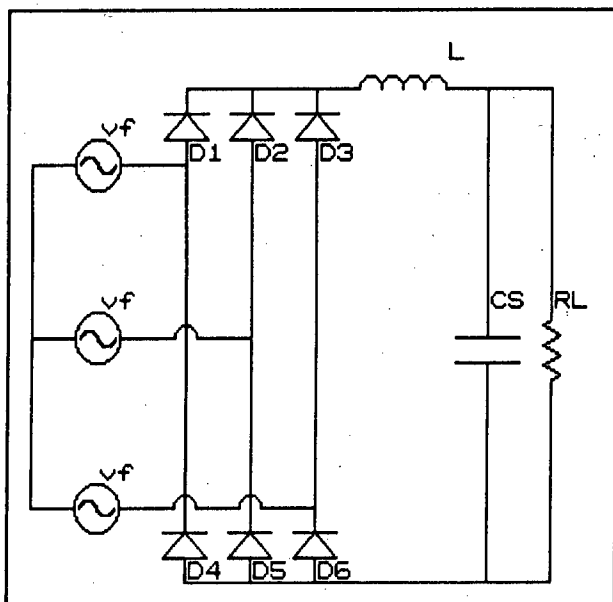


Figura 1.6: Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC

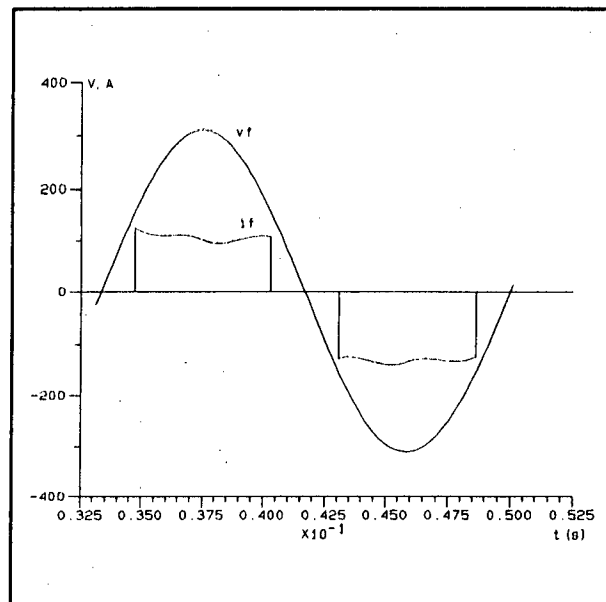


Figura 1.7: Formas de onda de tensão e corrente na rede

-Filtro de 2a. Ordem:

- configuração 1:

O filtro mostrado na figura 1.8 é baseado na supressão de harmônico de determinada frequência e redução de outros de frequências próximas. Com o emprego deste filtro obtem-se um fator de potência próximo da unidade, porém a indutância do transformador associado, quando for o caso, modifica a impedância necessária para eliminar o harmônico previsto.

-configuração 2:

Nesta configuração, mostrada na figura 1.9, a presença do indutor melhora a forma de onda de corrente, reduzindo a distorção harmônica total. O capacitor compensa o incremento do ângulo de defasagem entre a tensão e a componente fundamental de corrente, provocado pelo indutor.

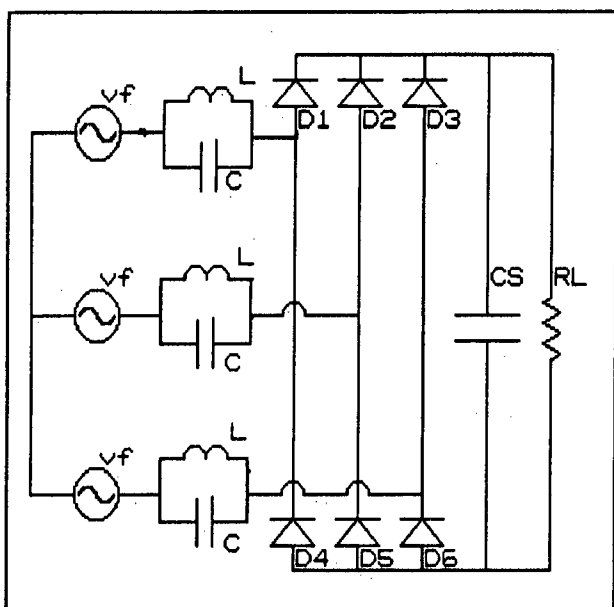


Figura 1.8: Retificador trifásico com filtro de 2ª ordem, configuração 1

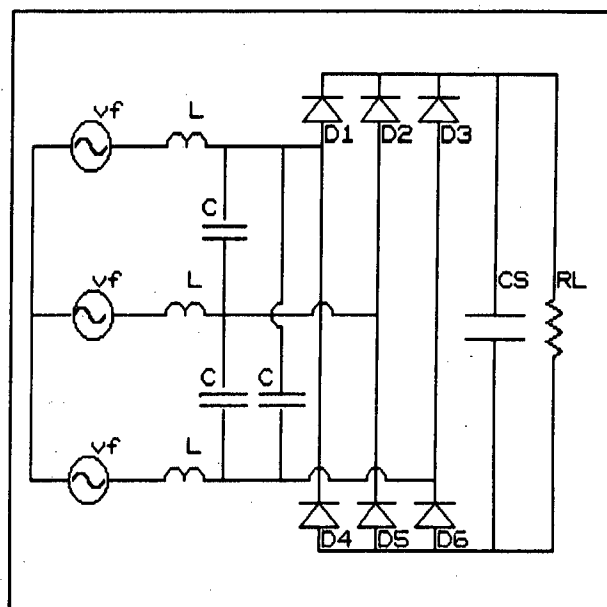


Figura 1.9: Retificador trifásico com filtro de 2ª ordem, configuração 2

1.6.2 - Métodos de Correção com Componentes Ativos:

Trata-se da utilização de componentes ativos (chaves controladas) com o intuito de melhorar a forma de onda de corrente de entrada em cargas não-lineares. Alguns dos métodos empregados são descritos a seguir.

-Retificadores Totalmente Controlados:

Um método empregado é através da utilização de retificadores totalmente controlados, sendo que as chaves controladas são comandadas através de técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) [6],[7] empregado em potências elevadas. A corrente drenada da fonte de alimentação resulta com um conteúdo harmônico de frequência elevada, na ordem da frequência de chaveamento, sendo facilmente eliminado com filtros de pequeno volume, peso e custo.

As principais desvantagens deste método referem-se à utilização

de seis chaves controladas e a necessidade de um circuito de comando e controle complexo. Tal complexidade implica na redução da robustez do conversor que utiliza esta técnica, sendo que os componentes eletrônicos utilizados representam altos custos para tais conversores.

A figura 1.10 mostra a estrutura do retificador totalmente controlado. As formas de onda de tensão e corrente são mostradas na figura 1.11.

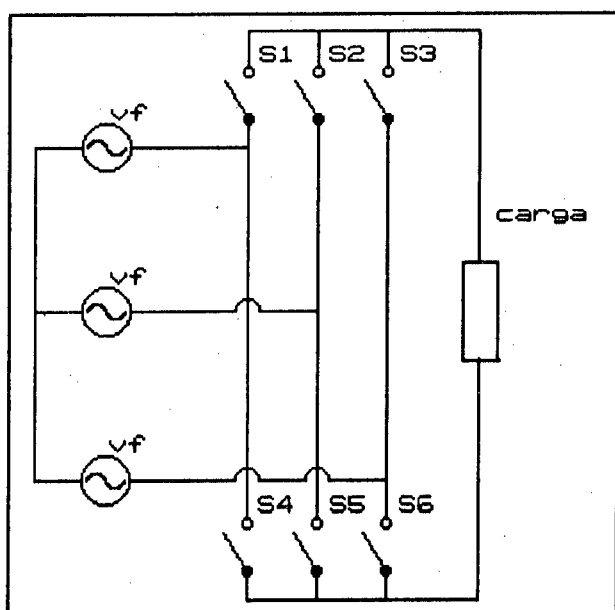


Figura 1.10: Retificador trifásico totalmente controlado com modulação PWM

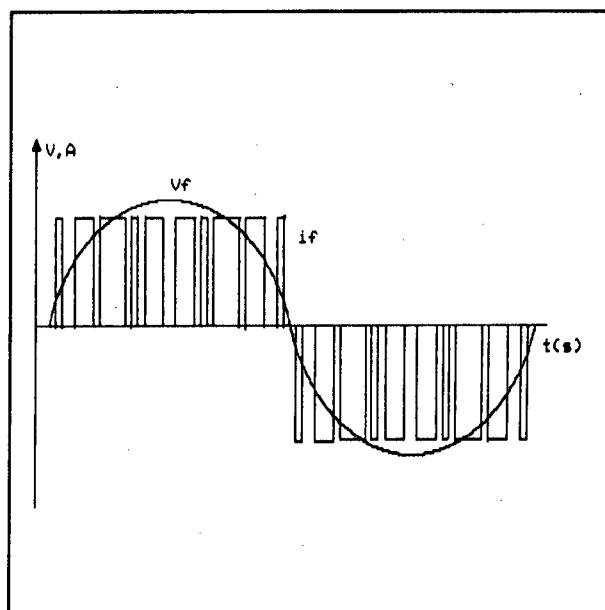


Figura 1.11: Formas de onda de tensão e corrente na rede

Mais recentemente foram incorporadas a estes retificadores técnicas de comutação não dissipativa, com o intuito de aumentar o desempenho no que se refere a rendimento, com a redução das perdas, e redução de elementos passivos, resultante da elevação da frequência de chaveamento, para a utilização em potências mais

baixas.[8].

-Retificadores a Diodo com Estágio de Correção de Fator de Potência:

Outra técnica empregada consiste em associar a retificadores não-controlados um estágio para correção do fator de potência.

Como exemplo clássico pode-se citar o conversor que consiste de uma ponte de diodos associado ao conversor Boost no modo de condução descontínua, como mostrado na figura 1.12 [9]. Este conversor opera com frequência de chaveamento constante, e o pico de corrente evolui a cada ciclo de chaveamento de acordo com a evolução da tensão de alimentação, como mostrado na figura 1.13. A corrente apresenta um conteúdo harmônico de alta frequência, sendo facilmente eliminado com filtros de pequeno peso, volume e custo.

O fator de potência é praticamente unitário, no entanto este conversor apresenta como principal desvantagem a ocorrência de "stress" de corrente na chave comandada, além do que esta é dimensionada em função da potência total do conversor, ou seja, faz-se necessário especificar a chave para correntes elevadas, representando assim parcela significativa do custo total do conversor.

Outros conversores são associados ao retificador a diodos para realizar a correção do fator de potência. Pode-se citar como exemplo o Buck convencional, Buck operando com comutação sob corrente nula (ZCS) [10] dentre outros, obtendo-se assim conversores com maior rendimento.

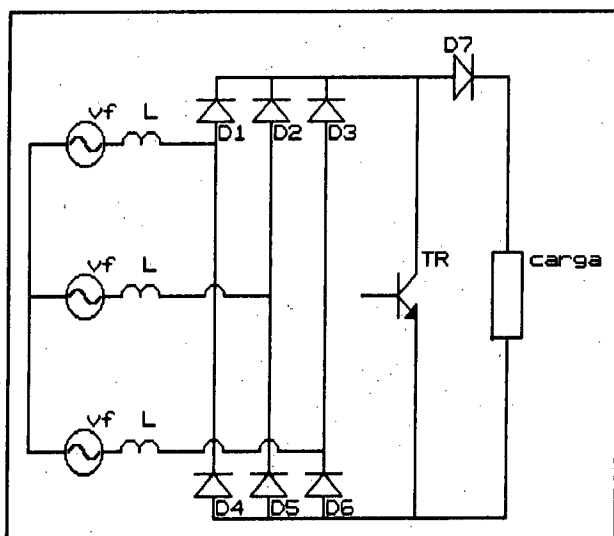


Figura 1.12: Retificador trifásico com estágio de correção de fator de potência

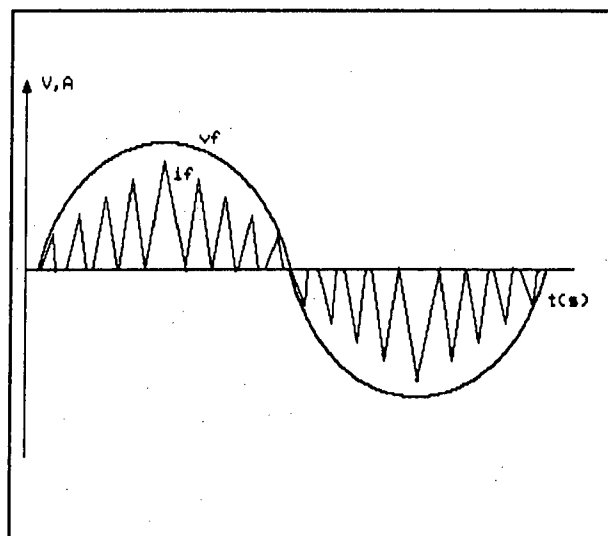


Figura 1.13: Formas de onda de tensão e corrente na rede

-Associação de Conversores CA-CC Monofásicos:

Nesta técnica três retificadores monofásicos com estágio de correção de fator de potência, têm suas saídas conectadas em paralelo, formando um único conversor CA-CC trifásico com elevado fator de potência, sendo mostrado na figura 1.14.

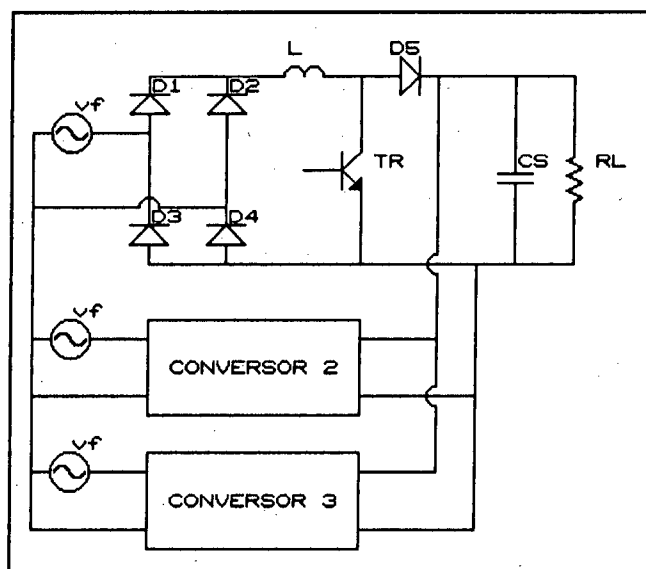


Figura 1.14: Associação de conversores CA-CC com elevado fator de potência

Neste caso foi utilizado o conversor Boost como estágio de correção de fator de potência. O conversor apresenta "stress" de corrente nas chaves menor que o caso anterior, contudo o circuito de comando apresenta-se com maior complexidade.

1.6.3-Retificador de 12 Pulsos com Transformador de Interfase:

Um outro conversor trifásico CA-CC que apresenta baixa distorção harmônica para corrente de rede e um elevado fator de potência, é constituído por duas pontes trifásicas de diodos conectadas a um transformador de interfase. Trata-se portanto de um retificador não controlado de 12 pulsos, cujo diagrama esquemático é apresentado na figura 1.15. As formas de onda de tensão e corrente na rede para este conversor são apresentadas na figura 1.16.

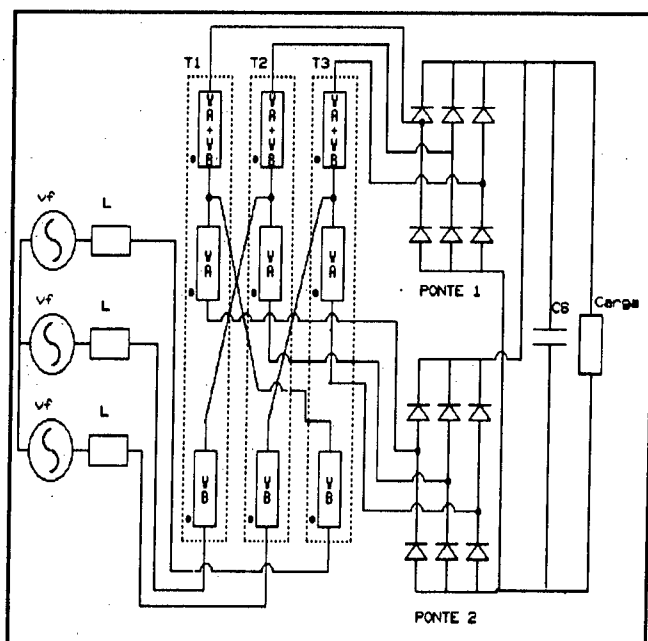


Figura 1.15: Retificador trifásico de 12 pulsos

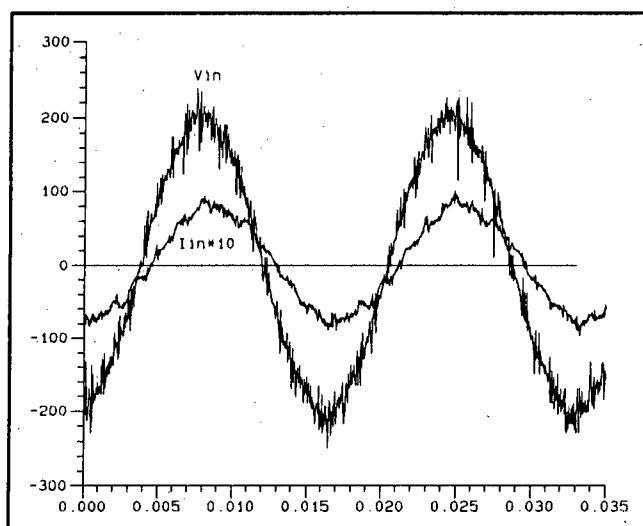


Figura 1.16: Formas de onda de tensão e corrente na rede

Este conversor é volumoso devido a grande quantidade de elementos magnéticos e a utilização de duas pontes retificadoras, mas apresenta uma elevada robustez e simplicidade.

1.7 TOPOLOGIA PROPOSTA PARA CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Uma nova topologia de conversor CA-CC trifásico, com alto fator de potência é proposto no presente trabalho. Trata-se de um retificador trifásico de onda completa a diodos, com filtro de primeira ordem, ao qual são acrescentadas três chaves auxiliares, obtendo-se um conversor de elevada robustez e simplicidade, para aplicação em sistemas de elevadas potências.

Através do chaveamento dos indutores de filtro é possível fazer circular corrente na rede com pequeno ângulo de atraso em relação a tensão, baixa distorção harmônica total, em torno de 12%, e conseqüente elevado fator de potência, podendo atingir 0.98.

O diagrama esquemático do conversor é mostrado na figura 1.17. As formas de onda de tensão e corrente de rede, obtidas por

simulação, são mostradas na figura 1.18.

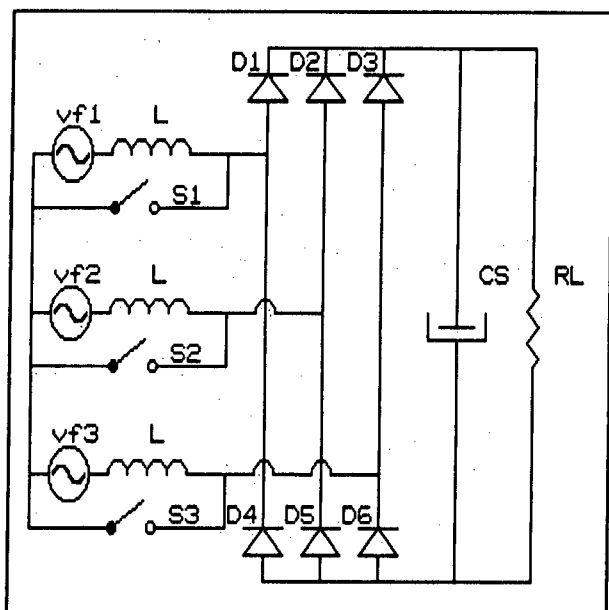


Figura 1.17: Conversor CA-CC com elevado fator de potência, proposto

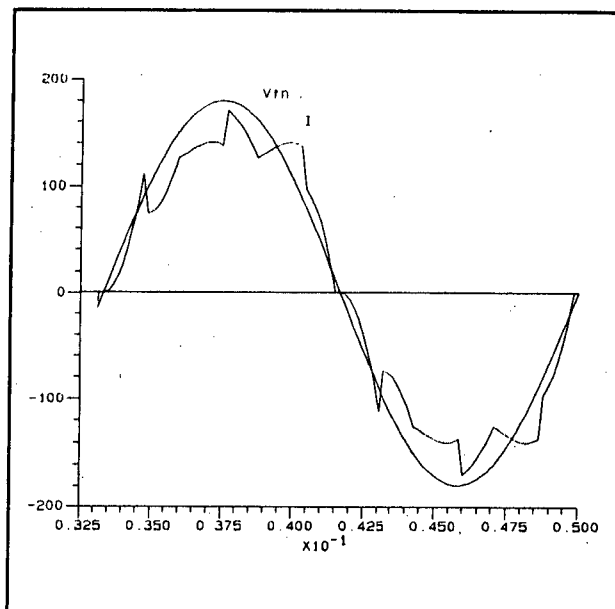


Figura 1.18: Formas de onda de tensão e corrente na rede

Nos capítulos subsequentes tratar-se-á do estudo completo deste conversor proposto.

1.8 CONCLUSÕES:

Através da verificação da corrente absorvida por cargas não lineares e da definição completa de fator de potência, conclui-se que este é degradado tanto pela elevada distorção harmônica total como também pela defasagem da componente fundamental de corrente drenada, em relação a tensão de alimentação.

O fato da corrente solicitada por cargas não-lineares apresentar alta distorção harmônica total e baixo fator de potência provoca mau aproveitamento do sistema de fornecimento de energia, distúrbios em outras cargas como também em seus próprios componentes

pela presença de elevados picos de corrente.

Para elevar o fator de potência apresentado por cargas-não lineares, tais como retificadores, utiliza-se técnicas de correção passiva e/ou ativa.

Os conversores que empregam métodos de correção passiva, utilizando indutores e capacitores, de um modo geral são robustos e simples, porém de elevado peso, volume e custo.

Os conversores que empregam métodos de correção ativa são topologias mais complexas, sendo necessário a utilização de chaves controladas. A complexidade destes conversores se estende aos circuitos de controle e comando necessários ao correto acionamento das chaves. A eficiência é elevada já que o fator de potência é praticamente unitário e os filtros empregados são de baixo peso, volume e custo.

Uma nova topologia de conversor CA-CC trifásico de elevado fator de potência e baixa distorção harmônica total está sendo proposta. Trata-se de um retificador em ponte completa a diodos com filtro de primeira ordem e chaves auxiliares para melhorar a performance da corrente. As características relevantes deste novo conversor são robustez e simplicidade.

CAPÍTULO II

ESTUDO ANALÍTICO DA ESTRUTURA PROPOSTA

2.1 - INTRODUÇÃO

No presente capítulo relata-se o princípio de funcionamento do conversor proposto, apresentado no capítulo I. O princípio consiste em fazer circular corrente nas fases do sistema de alimentação durante todo o período da tensão, criando-se um caminho alternativo para a corrente de fase num intervalo inicial, através do indutor de filtragem e das chaves auxiliares.

As etapas de funcionamento são apresentadas de forma a esclarecer o princípio de funcionamento através da visualização da variação topológica do conversor e evolução da corrente de entrada em cada fase do sistema de alimentação em um período completo.

Como ferramenta de análise utiliza-se o computador, onde através de simulações são obtidos os dados que possibilitam projetar e prever o comportamento do conversor. Com os dados obtidos por simulação são traçados gráficos referentes a tensão de saída e corrente de entrada em função da tensão de alimentação, corrente de saída e indutância do filtro de entrada.

2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

No caso dos retificadores trifásicos em ponte completa os diodos conduzem por um intervalo correspondente a 120° , como visto no capítulo anterior. Nos intervalos correspondentes a $0^\circ-30^\circ$ e $120^\circ-180^\circ$ da tensão de fase estes componentes encontram-se bloqueados, consequentemente a corrente de fase é nula durante estes dois intervalos. Ao se introduzir um filtro indutivo no lado CA do retificador a entrada em condução dos diodos também ocorre após um intervalo inicial correspondente a 30° da tensão de fase, porém a presença do indutor provoca um aumento do tempo de comutação dos diodos por atraso da corrente, podendo o bloqueio ocorrer em qualquer instante correspondente ao intervalo entre os ângulos de 150° e 180° da tensão de fase. Portanto a corrente de fase ocorre por um intervalo de tempo maior que o do caso anterior.

A idéia básica do conversor proposto consiste em fazer circular corrente na rede durante um intervalo máximo de tempo, correspondente a todo um semi-ciclo da tensão de fase. Como no intervalo inicial, correspondente a $0^\circ-30^\circ$, os diodos da ponte encontram-se bloqueados, cria-se um caminho alternativo para que ocorra circulação de corrente na fase durante este período. Este caminho alternativo é possível através da introdução de chaves auxiliares no lado CA do retificador com filtro indutivo como apresentado no diagrama esquemático do conversor mostrado na figura 1.17.

Para descrever o funcionamento do conversor toma-se a fase 1 como exemplo. A chave S_1 é comandada a conduzir na passagem por zero da tensão na respectiva fase. Com isso haverá circulação de corrente através da malha formada pela fonte CA, indutor e chave

auxiliar. Decorrido o intervalo máximo de tempo correspondente a 30° a chave S_1 é comandada a bloquear. Neste instante o diodo correspondente a fase 1, ou seja, D_1 entra em condução dando continuidade a corrente de fase. O diodo D_1 conduzirá por um intervalo de tempo maior que o correspondente a 120° devido a presença do indutor, podendo o intervalo de condução se estender até o instante final do semi-ciclo positivo da tensão de fase. As formas de onda de tensão de fase, corrente na chave auxiliar S_1 e no diodo D_1 são mostradas na figura 2.1.

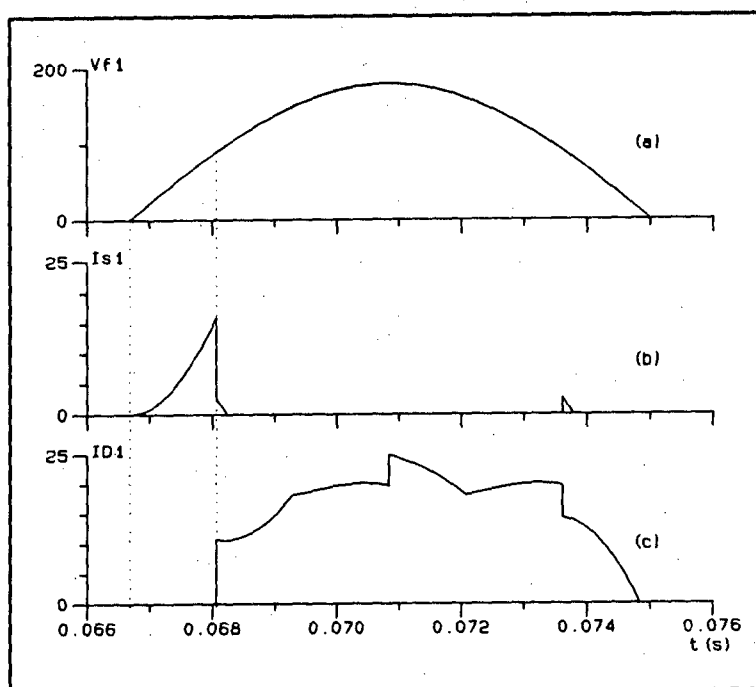


Figura 2.1: (a) - Tensão na fase 1
 (b) - Corrente na chave S_1
 (c) - Corrente no diodo D_1

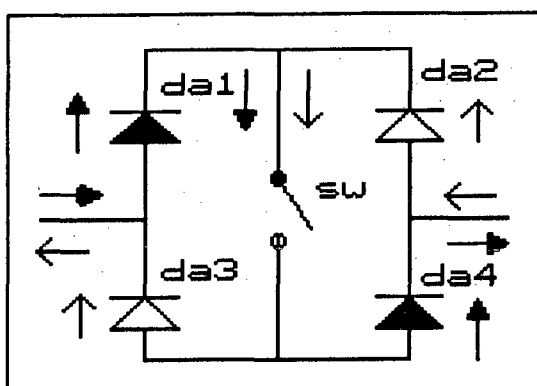
Para o semi-ciclo negativo da tensão o mesmo princípio é observado, sendo que a corrente na chave S_1 circula em sentido negativo e após o seu bloqueio o diodo D_4 entra em condução

assumindo a corrente da fase.

Nas outras duas fases ocorre um funcionamento idêntico ao apresentado.

2.3- CHAVE AUXILIAR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Como a corrente que circula nas chaves auxiliares é tanto positiva como negativa, estas devem ser bidirecionais em corrente. A implementação de cada chave é realizada a partir de uma chave totalmente comandada, inserida em uma ponte de diodos, como mostrado na figura 2.2 [20].



d_{a1}, d_{a4} - diodos retificadores da chave auxiliar

S_w - chave comandada na abertura e fechamento.

Figura 2.2: Chave auxiliar bidirecional em corrente.

As chaves totalmente controladas operam com uma frequência de 120 Hz, sendo o seu comando sincronizado com a tensão de fase, como mostra a figura 2.3.

O intervalo de condução é relativamente curto comparado ao intervalo de um ciclo completo de rede, assim a razão cíclica de operação da chave, definida na equação 2.1 é baixa.

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (2.1)$$

Onde: D- razão cíclica de chaveamento

t_c - tempo de condução da chave

T - período de funcionamento

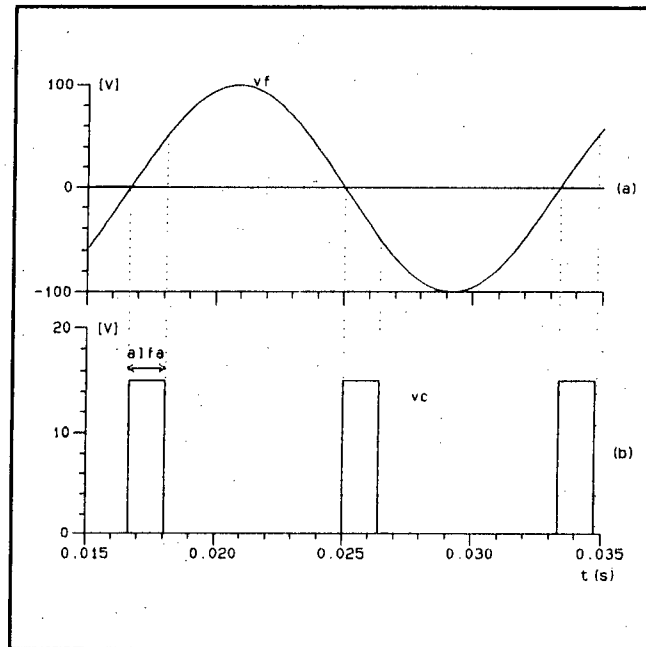


Figura 2.3: (a) - tensão de fase
(b) - Sinal de comando da chave auxiliar

Neste caso com um tempo de condução máximo t_c correspondente a um ângulo de 30° ($t_c = 1.388 \text{ ms}$) com um período T igual a $8,333 \text{ ms}$, o cálculo da razão cíclica máxima é feito através da expressão (2.1) obtendo-se:

$$D_{\max} = \frac{1.38 \text{ ms}}{8.33 \text{ ms}} = 0,1666 \quad (2.2)$$

Verifica-se que a razão cíclica máxima é de pequeno valor, o que significará um valor eficaz também pequeno para a corrente na chave auxiliar, fator importante para especificação de uma chave com baixo custo.

Cada diodo retificador da chave auxiliar opera com uma frequência igual à metade da frequência de operação da chave

comandada, sendo a razão cíclica também a metade. Assim pode-se concluir que o valor eficaz de corrente em cada diodo é de magnitude ainda menor que nas chaves comandadas.

2.4 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA DE CORRENTE DE FASE

Com o intuito de visualizar plenamente o funcionamento do conversor são descritas a seguir todas as suas etapas de funcionamento. A seqüência de fase do sistema trifásico de alimentação é adotada como sendo vf_1 , vf_2 , vf_3 .

1ª ETAPA: (t_0, t_1) (Figura 2.4-(a))

A 1ª etapa tem início quando a tensão na fase 1 (vf_1) passa por zero, sendo a chave S_1 comandada a conduzir. A corrente nesta fase evolui a partir do valor inicial nulo, proporcionalmente à tensão de fase e inversamente proporcional a indutância do filtro de entrada, até a ordem de bloqueio da chave no instante $t=t_1$ que corresponde a um ângulo menor ou igual a 30° . As correntes nas fases 2 e 3 são iguais porém com sinais opostos, com o mesmo valor da corrente de saída do retificador. Os diodos D_3 e D_5 encontram-se em condução durante toda esta etapa.

Tem-se então:

$$i_1(t) \approx \frac{vf_1}{L} \cdot t \quad (2.3)$$

$$i_2(t) = -i_3(t) = i_{SR}(t) \quad (2.4)$$

2ª ETAPA: (t_1, t_2) (Figura 2.4-(b))

Etapa de comutação entre os diodos D_3 e D_1 .

Após a abertura da chave S_1 o diodo D_1 assume a corrente da fase 1. O início desta etapa é um instante crítico do funcionamento do conversor, visto que a corrente desta fase é somada a corrente da fase 3 para formar a corrente da fase 2, implicando em seu crescimento brusco. Em outras palavras impõe-se neste instante um circuito trifásico a três fios cujo somatório de corrente é diferente de zero. Por um curto intervalo de tempo ocorrem variações bruscas de corrente nas três fases e logo após tem-se o equilíbrio das mesmas. Os diodos D_1 , D_3 e D_5 conduzem durante toda a etapa que é finalizada quando a corrente na fase 3 se anula e o diodo D_3 é bloqueado.

Quando ocorre o equilíbrio das correntes tem-se que:

$$i_1(t) + i_3(t) = i_2(t) = i_{SR}(t) \quad (2.5)$$

3ª ETAPA: (t_2, t_3) (Figura 2.4-(c))

Esta etapa tem início após o bloqueio do diodo D_3 . A corrente na fase 1 é igual a corrente na fase 2 porém com sentidos opostos, com o mesmo valor da corrente de saída do retificador. Os diodos D_1 e D_5 conduzem por toda a etapa, cujo término corresponde ao instante da passagem por zero da tensão na fase 3.

Esta etapa poderá não ocorrer caso a comutação dos diodos D_1 e D_3 se prolongue até a passagem por zero da tensão na fase 3.

$$i_1(t) = -i_2(t) = i_{SR}(t) \quad (2.6)$$

$$i_3(t) = 0 \quad (2.7)$$

4ª ETAPA: (t_3, t_4) (Figura 2.4(d))

A etapa tem início quando a tensão na fase 3 passa por zero e a chave S_3 é comandada a conduzir no instante $t=t_3$. A corrente na fase evolui a partir de um valor inicial nulo proporcionalmente a tensão de fase e inversamente proporcional a indutância do filtro de entrada, até o comando para bloqueio da chave, no instante t_4 , correspondente a um ângulo de condução menor ou igual a 30° . A corrente na fase 1 é igual a corrente na fase 2, porém com sinal oposto, com o mesmo valor da corrente de saída do retificador. Os diodos D_1 e D_5 encontram-se conduzindo durante toda esta etapa.

Tem-se:

$$i_3(t) \approx \frac{vf_3}{L} \cdot t \quad (2.8)$$

$$i_1(t) = -i_2(t) = i_{SR}(t) \quad (2.9)$$

5ª ETAPA: (t_4, t_5) (Figura 2.4(e))

Etapa de comutação entre os diodos D_5 e D_6 .

Quando a chave S_3 é bloqueada o diodo D_6 assume a corrente na fase 3. A corrente desta fase é somada à corrente da fase 2, incrementando a corrente na fase 1, que aumenta bruscamente. Como no caso da abertura da chave S_1 o início desta etapa é um instante

crítico de funcionamento do conversor, ocorrendo variações bruscas de corrente nas três fases. O final da etapa ocorre quando a corrente na fase 2 atinge o valor nulo e o diodo D_5 se bloqueia.

Após o equilíbrio das correntes tem-se neste caso:

$$i_1(t) = i_2(t) + i_3(t) = i_{SR}(t) \quad (2.10)$$

6ª ETAPA: (t_5, t_6) (Figura 2.4(f))

Esta etapa tem início após o bloqueio do diodo D_5 . A corrente na fase 1 é igual a corrente na fase 3, porém com sentido oposto, com valor igual a corrente de saída do retificador. Os diodos D_1 e D_6 conduzem durante toda esta etapa, cujo instante final ocorre quando a tensão na fase 2 passa por zero.

Da mesma forma que a 3ª etapa, esta também poderá não existir, sempre que na etapa anterior a comutação dos diodos D_5 e D_6 prolongue-se até a passagem por zero da tensão na fase 3.

Para esta etapa valem as seguintes relações:

$$i_1(t) = -i_3(t) = i_{SR}(t) \quad (2.11)$$

$$i_2(t) = 0 \quad (2.12)$$

7ª ETAPA: (t_6, t_7) (Figura 2.4(g))

A chave S_2 é comandada a conduzir no instante da passagem por zero da tensão na fase 2 em $t=t_6$. A corrente evolui a partir de um valor inicial nulo, proporcionalmente à tensão de fase e inversamente proporcional à indutância do filtro de entrada, até o bloqueio da chave no instante $t=t_7$ correspondente a um ângulo de

condução menor ou igual a 30° . Durante esta etapa a corrente na fase 1 é igual a corrente na fase 3, porém com sentido oposto, sendo de mesmo valor da corrente de saída do retificador. Os diodos D_1 e D_6 conduzem as correntes das fases 1 e 3 respectivamente, durante todo o intervalo desta etapa.

Tem-se então:

$$i_2(t) \approx \frac{vf_2}{L} \cdot t \quad (2.13)$$

$$i_1(t) = -i_3(t) = i_{SR}(t) \quad (2.14)$$

8ª ETAPA: (t_7, t_8) (Figura 2.4(h))

Etapa de comutação entre D_1 e D_2 .

Após a abertura da chave S_2 o diodo D_2 assume a corrente da fase 2. Como nos casos anteriores da abertura das chaves S_1 e S_3 , no início desta etapa ocorrem variações bruscas de corrente nas três fases. A corrente na fase 3 é a soma das correntes nas fases 1 e 2, e de valor igual a corrente de saída do retificador. O final da etapa ocorre quando a corrente na fase 1 atinge o valor zero e o diodo D_1 se bloqueia.

Durante esta etapa, logo após o equilíbrio das correntes, tem-se que:

$$i_3(t) = i_1(t) + i_2(t) = i_{SR}(t) \quad (2.15)$$

9ª ETAPA: (t_8, t_9) (Figura 2.4(i))

Com o bloqueio do diodo D_1 a corrente na fase 3 torna-se igual à corrente na fase 2, porém com sentido oposto, sendo de valor igual

à corrente de saída do retificador. A etapa prossegue até a passagem por zero da tensão na fase 1.

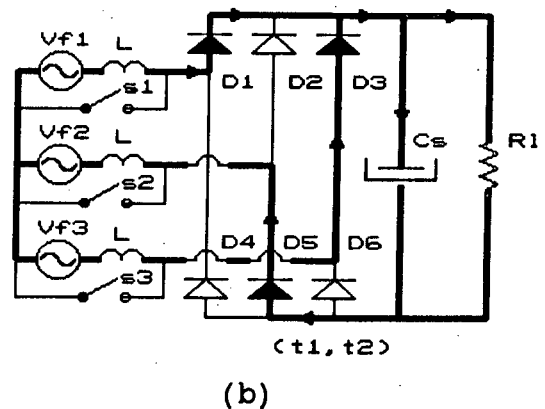
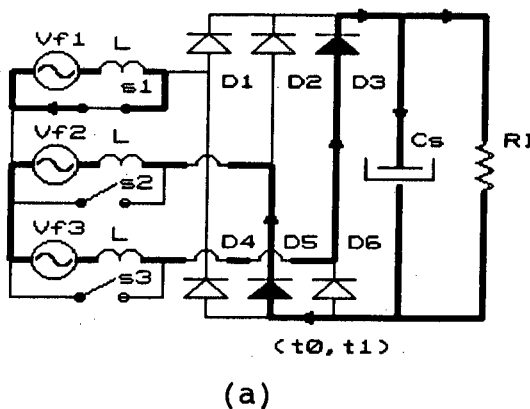
Quando na 8ª etapa o instante em que a corrente na fase 1 se anula coincide com o instante da passagem por zero da tensão na respectiva fase, a 9ª etapa não existirá, tal como as etapas de número 3 e 6. Estas etapas só ocorrerão quando a corrente de carga do conversor for menor que a nominal, sendo menor também a corrente que circula em cada diodo, assim o tempo de bloqueio é menor.

Para esta etapa tem-se que:

$$i_2(t) = -i_3(t) = i_{SR}(t) \quad (2.16)$$

$$i_1(t) = 0 \quad (2.17)$$

Para o semi-ciclo negativo da tensão na fase 1 a respectiva corrente evolui tal como nas etapas de funcionamento descritas para o semi-ciclo positivo. Assim a verificação de um semi-ciclo é suficiente para o conhecimento da corrente em um ciclo completo da rede.



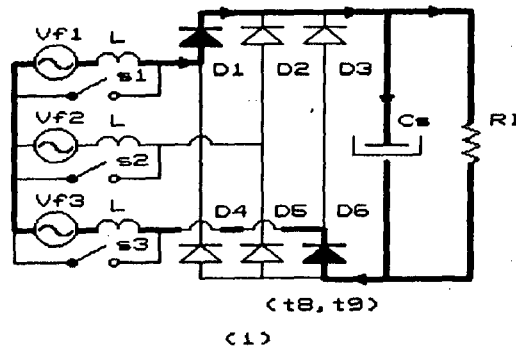
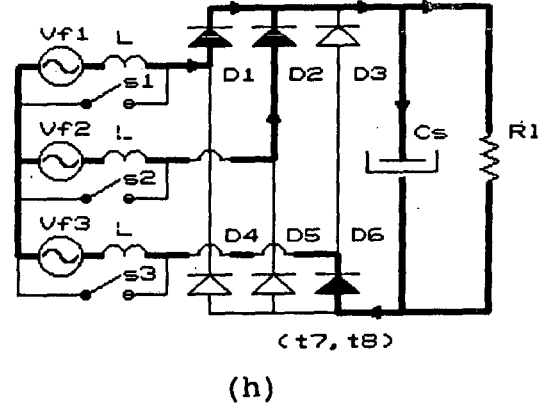
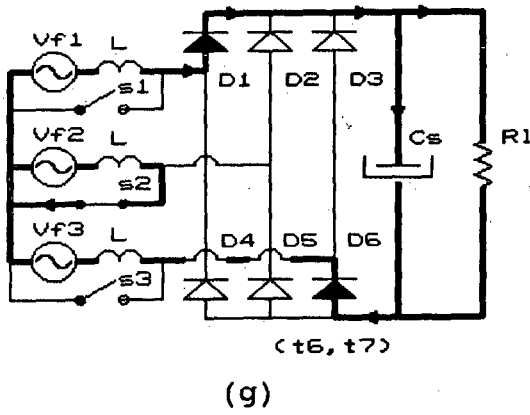
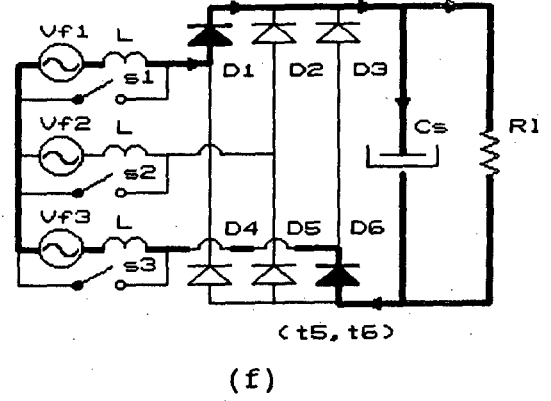
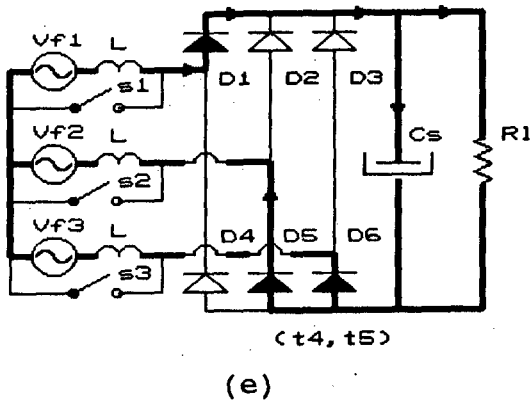
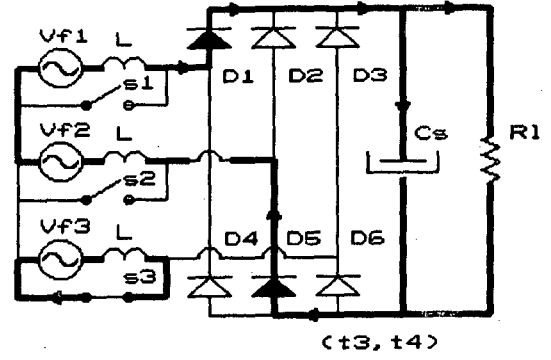
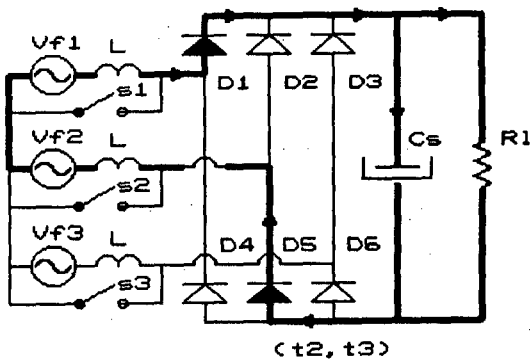


Figura 2.4: Sequências de operação

As correntes são idênticas para as três fases, verificando-se no entanto uma defasagem de 120° entre as mesmas.

A figura 2.5 mostra as formas de onda de tensão e corrente em cada fase para um ciclo completo da rede. As formas de onda de corrente mostradas representam uma condição de operação do conversor com carga nominal.

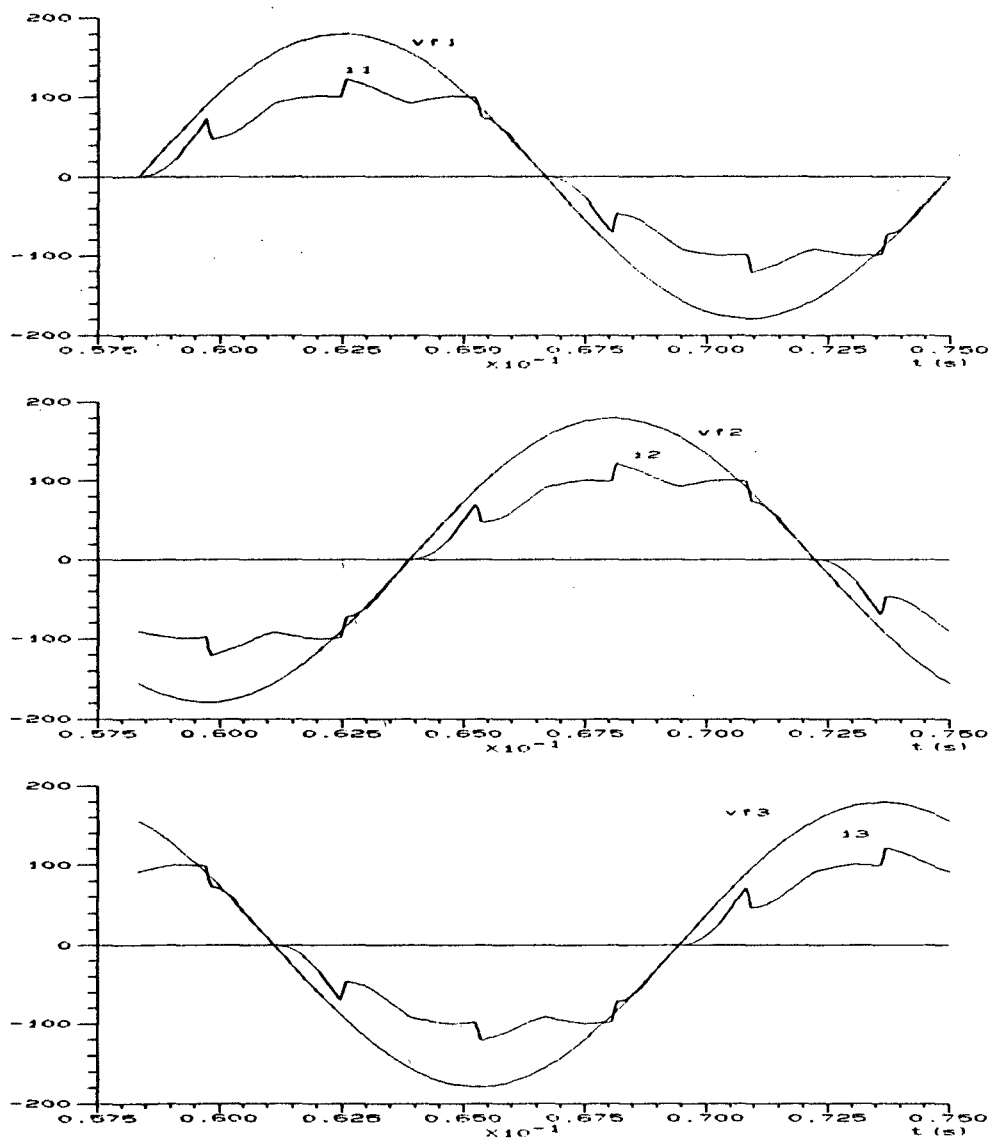


Figura 2.5: Formas de onda de tensão e corrente de fase

2.5 - ESTUDO ANALÍTICO DO CONVERSOR

A dedução de expressões analíticas para avaliar o comportamento do conversor, trata-se de uma tarefa um tanto quanto complexa, já que seria necessário a abordagem por equações diferenciais que descrevessem as topologias resultantes de todas as etapas de funcionamento do conversor. A dificuldade em solucionar tais equações passa pela determinação das condições iniciais para as etapas que se iniciam com a abertura de uma chave auxiliar.

Um outro ponto refere-se a dificuldade em obter um modelo monofásico equivalente para o sistema trifásico, pois o comportamento de cada fase é influenciado pelo das outras duas.

Diante do exposto realiza-se uma análise do conversor por meio de computador, já que através de simulação um grande número de informações pode ser obtido, tais como tensão entre dois nós quaisquer, forma de onda de corrente em qualquer componente, de valores médios e eficazes, análise harmônica e análise de regime transitório e permanente.

Pretende-se através de simulações obter dados que possibilitem a realização do projeto do conversor, ou seja, cálculo de elementos passivos e especificação de elementos ativos, bem como prever o comportamento dos parâmetros de entrada e saída para diferentes condições de carga do conversor projetado.

A realização do projeto tem como ponto de partida um conjunto de especificações dadas.

Um estudo acerca do retificador trifásico com filtro indutivo, que demonstra o comportamento da corrente de entrada e tensão de saída como função dos parâmetros corrente média de saída, indutância do filtro e tensão de entrada, é realizado em [10]. A

grandeza adimensional $XL\%$ definida na equação 2.18 engloba estes parâmetros.

$$XL\% = \frac{2 \cdot \pi \cdot I_o \cdot f \cdot L}{V_f} \cdot 100 \quad (2.18)$$

Onde:

- f é a frequência da rede em Hertz
- L é a indutância do filtro de entrada em Henrys
- I_o é a corrente média de saída do conversor em Amperes
- V_f é a tensão eficaz de fase em Volts.

Para o estudo do conversor proposto utiliza-se a estrutura mostrada na figura 2.6, simulada no programa SCVOLT[15].

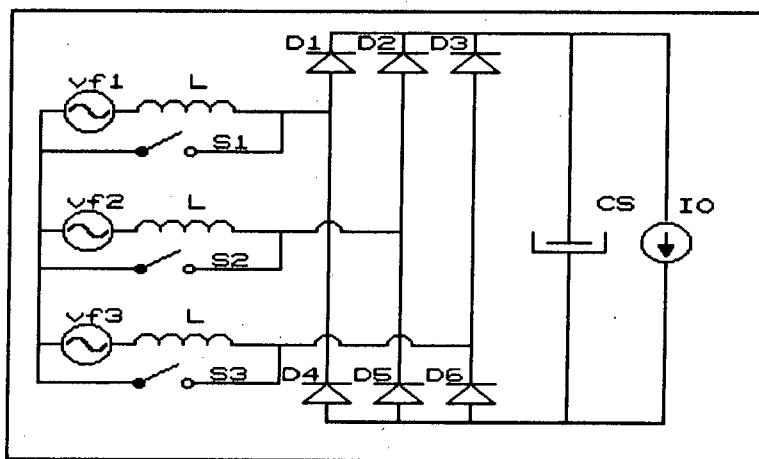


Figura 2.6: Estrutura simulada.

Com o intuito de verificar a influência dos parâmetros englobados em $XL\%$ na corrente de entrada e na tensão de saída, foi realizado um conjunto de simulações variando-se a amplitude da corrente I_o . O valor de $XL\%$ é calculado com os resultados obtidos em cada simulação. São observadas as seguintes grandezas:

- tensão média de saída;
- corrente eficaz de fase;
- distorção harmônica total;
- ângulo de defasagem da componente fundamental de corrente;
- fator de potência apresentado.

2.5.1- Característica de Saída do Conversor

A figura 2.7 mostra o comportamento da razão entre a tensão média de saída e a tensão eficaz de linha (VL) na entrada, como função de $XL\%$, para ângulos distintos de condução das chaves auxiliares.

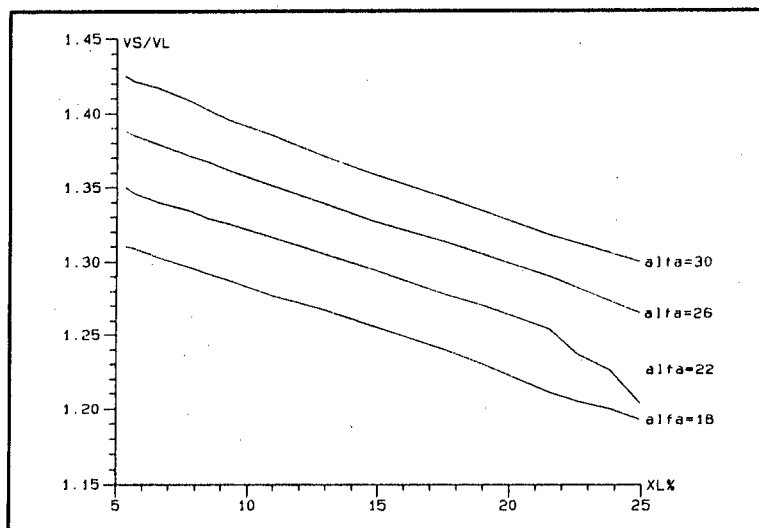


Figura 2.7: Característica de saída.

Verifica-se um comportamento linear da tensão média de saída, para valores fixos da tensão de linha e indutância do filtro, com relação a corrente de carga. A tensão de saída eleva-se com o aumento do ângulo de condução das chaves auxiliares, já que a energia armazenada pelo indutor e depois transferida a carga elevando a tensão, é proporcional ao tempo em que a chave permanece

em estado de condução, tal como no conversor Boost. O aumento da indutância do filtro eleva a impedância de entrada e o tempo de comutação dos diodos, diminuindo o valor médio da tensão de saída.

2.5.2 - Corrente Eficaz de Entrada

A figura 2.8 mostra o comportamento da razão entre a corrente eficaz de fase e a corrente média de saída do conversor em função de $XL\%$ para diferentes valores de ângulo de condução das chaves auxiliares.

Verifica-se que a razão entre a corrente média de saída e a corrente eficaz de fase, é mínima e com valor de 0,77, para um ângulo de 30° quando o conversor opera com carga máxima ou carga nominal de projeto. Este valor aumenta em situações de cargas menores com ângulos maiores, significando que nestas condições o conversor processa uma maior quantidade de energia reativa com relação a potência útil entregue a carga, traduzido pelos valores elevados da corrente eficaz de entrada.

Constata-se também que para manter baixa a razão entre as referidas correntes, com a diminuição da carga faz-se necessário diminuir o ângulo de condução das chaves auxiliares de acordo com as curvas apresentadas.

2.5.3 - Distorção Harmônica Total da Corrente de Fase

A figura 2.9 mostra o comportamento da DHT% da corrente de fase, em função de $XL\%$ para diferentes valores do ângulo de condução das chaves auxiliares.

Constata-se que o conversor possui uma distorção harmônica mínima em torno de 12%, com um ângulo de condução das chaves auxiliares de 30°, para condição de carga nominal. A corrente absorvida apresenta-se bastante distorcida em cargas baixas, sendo necessário a redução do ângulo de condução das chaves auxiliares para melhorar a performance da mesma com a diminuição da carga, de acordo com as curvas apresentadas.

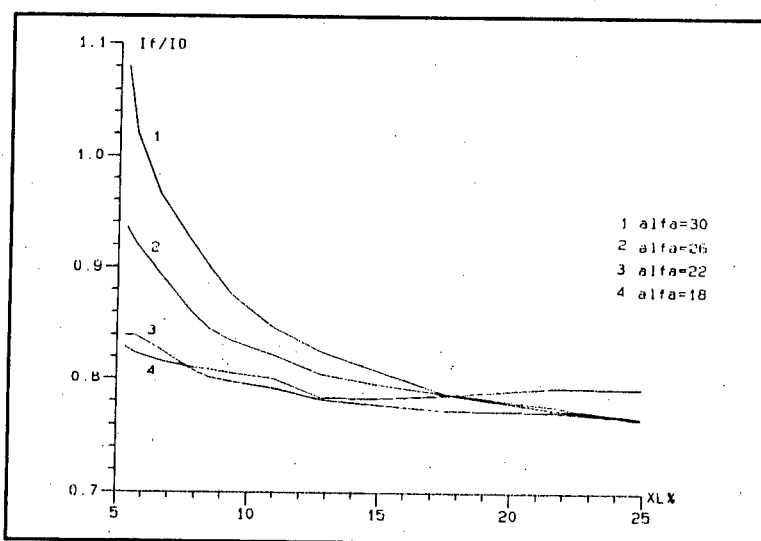


Figura 2.8: Corrente eficaz de fase.

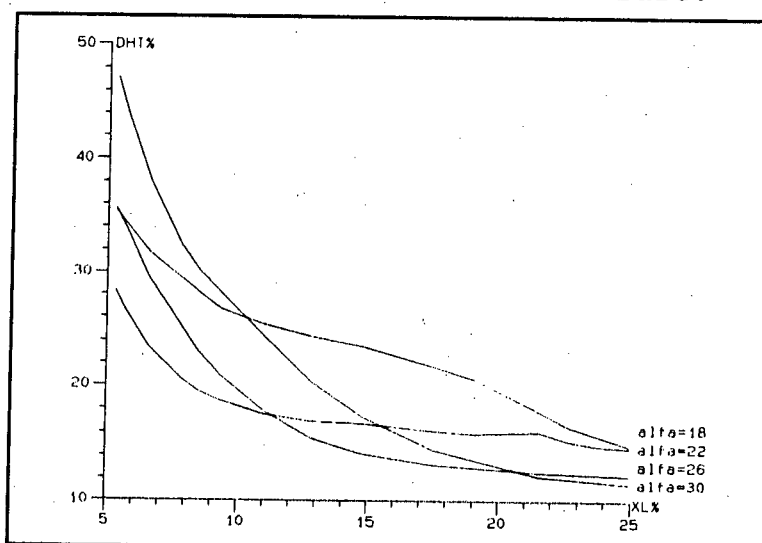


Figura 2.9: Distorção harmônica total da corrente de fase.

2.5.4 - Ângulo de Defasagem da Componente Fundamental de Corrente com Relação a Tensão de Fase

A figura 2.10 mostra o comportamento do ângulo de defasagem entre a componente fundamental de corrente e tensão de fase em função de $XL\%$, para diferentes valores do ângulo alfa.

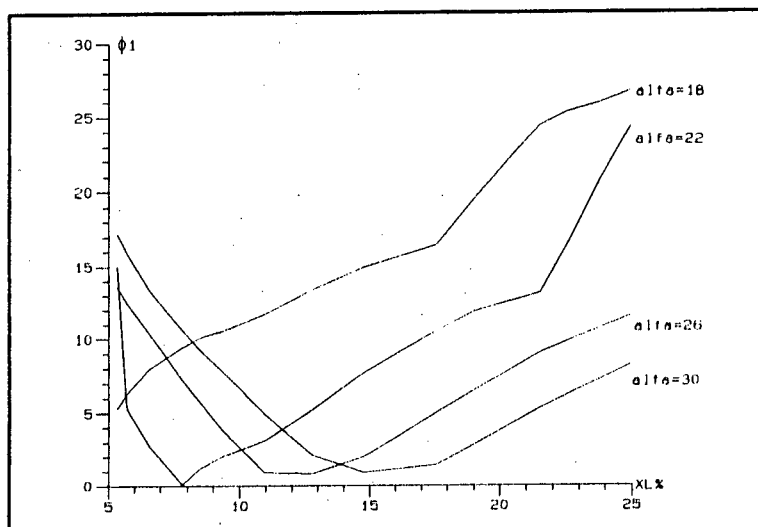


Figura 2.10: Ângulo de defasagem da componente fundamental da corrente de fase.

Mantendo-se fixo o ângulo de condução das chaves auxiliares verifica-se uma diminuição do ângulo de defasagem da componente fundamental da corrente de fase, até um valor próximo de zero grau, a medida que o parâmetro $XL\%$ diminui. A partir deste ponto o ângulo de defasagem aumenta com a diminuição do parâmetro $XL\%$.

Em outras palavras, para o conversor funcionando com ângulo de condução das chaves auxiliares fixo, o ângulo de defasagem da fundamental da corrente de fase será mínimo num ponto entre plena carga e a operação com carga reduzida.

O ponto de operação com ângulo de defasagem mínimo depende do ângulo de condução da chave auxiliar. Para manter o conversor operando com um ângulo de defasagem da fundamental de corrente de

fase mínimo ao se variar a carga, faz-se necessário variar o ângulo alfa, conforme as curvas apresentadas.

2.5.5 - Fator de Potência Apresentado pelo Conversor

O comportamento do fator de potência apresentado pelo conversor em função de $XL\%$, para diferentes valores do ângulo de condução das chaves auxiliares, é apresentado na figura 2.11.

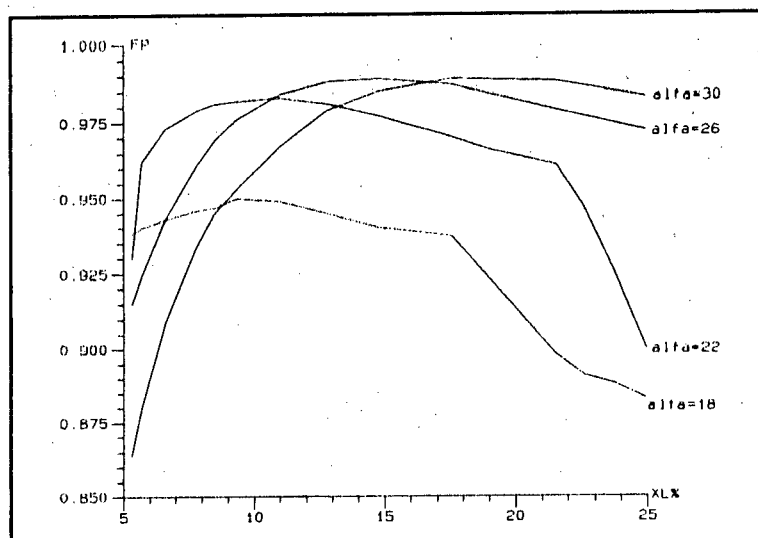


Figura 2.11: Fator de potência apresentado pelo conversor

Constata-se que o fator de potência apresentado pelo conversor mantém-se praticamente constante num patamar maior que 0,95, para uma grande variação do parâmetro $XL\%$. Apesar da elevação da DHT contribuir para degradação fator de potência, a diminuição do ângulo de defasagem da componente fundamental da corrente de fase, contribui para não degradação do FP. Assim, para um conversor projetado e operando com ângulo alfa fixo, o FP permanece elevado

mesmo com grandes variações de carga. Para cargas de pequeno valor o fator de potência sofre uma rápida degradação, principalmente em função da elevação da distorção harmônica como também devido a elevação da defasagem da componente fundamental de corrente com relação a tensão.

Para operar o conversor com fator de potência maior que 0,92 mesmo com carga reduzida, faz-se necessário variar o ângulo alfa de condução das chaves auxiliares, ou seja, o ângulo alfa deverá diminuir a medida que o conversor é descarregado, conforme as curvas apresentadas.

2.6- CONCLUSÕES

O conversor proposto apresenta um princípio de funcionamento simples, utilizando chaves auxiliares bidirecionais em corrente, que operam com baixa frequência e razão cíclica pequena. Apresenta momentos críticos de operação no instante de bloqueio de qualquer chave auxiliar, quando ocorrem variações bruscas de correntes nas fases e consequentemente nos indutores de entrada, implicando em sobretensões nas chaves auxiliares.

O comportamento da tensão de saída é linear com a corrente de carga, aumentando com o aumento do ângulo alfa de condução das chaves auxiliares.

Do gráfico apresentado para o comportamento do fator de potência verifica-se que o mesmo é máximo quando o conversor opera em plena carga e com um ângulo alfa de 30° . Com este ângulo fixo o fator de potência se mantém elevado para uma larga faixa de variação de carga, porém com rápida degradação em cargas baixas.

Verifica-se também que para obter uma melhor performance do fator de potência, com a diminuição da carga, é necessário reduzir o ângulo alfa de condução das chaves auxiliares.

CAPÍTULO III

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados equações e ábacos para cálculo de corrente nos componentes do conversor.

É descrito um procedimento de projeto para o conversor proposto, sendo realizados os cálculos e o dimensionamento de todos os elementos do conversor, de modo a atender as especificações dadas, para a montagem de um protótipo em laboratório.

São mostrados os resultados de simulação do conversor projetado, sendo ajustados a partir destas simulações os parâmetros do circuito para evitar as sobretensões nas chaves auxiliares.

O regime transitório de funcionamento do conversor é também analisado através da simulação do conversor projetado.

3.2 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Para possibilitar a especificação dos semicondutores de potência faz-se necessário determinar os valores eficaz, médio e de pico de corrente nos mesmos.

3.2.1 - Componentes da chave auxiliar:

Durante o intervalo de condução da chave auxiliar têm-se o circuito da figura 3.1, para o qual considera-se que todas as resistências dos elementos presentes são desprezíveis.

resistências dos elementos presentes são desprezíveis.

Tem-se no circuito:

- v_f : tensão de alimentação
- V_f : valor eficaz da tensão de fase
- i_s : corrente na chave auxiliar

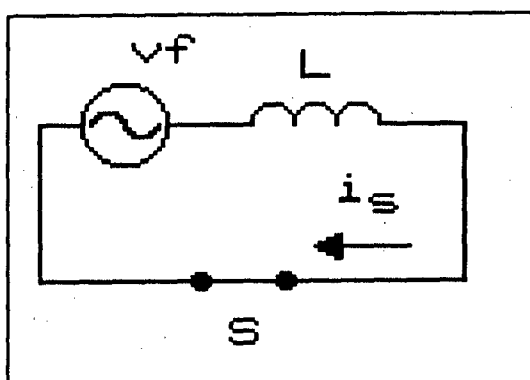


Figura 3.1: Circuito durante o intervalo de condução da chave auxiliar

Onde:

$$v_f = \sqrt{2} V_f \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

A equação diferencial que descreve a corrente na chave é dada pela equação 3.2.

$$\sqrt{2} V_f \sin(\omega t) = L \frac{di_s}{dt} \quad (3.2)$$

Assim:

$$di_s = \frac{1}{L} \sqrt{2} V_f \sin(\omega t) dt \quad (3.3)$$

Com o valor de corrente nulo no instante inicial, a corrente para um ângulo alfa de condução da chave auxiliar é calculado na equação 3.4.

$$i_s(\alpha) = \frac{\sqrt{2} V_f}{\omega L} (1 - \cos \alpha) \quad (3.4)$$

Com o intuito de torná-la genérica, a expressão da corrente na chave auxiliar é normalizada em função da indutância do filtro, valor eficaz da tensão de fase e frequência da fonte de alimentação, como mostrado nas equações 3.5 e 3.6.

$$i_s(\alpha) \frac{\omega L}{\sqrt{2} V_f} = (1 - \cos \alpha) \quad (3.5)$$

Normalizando:

$$\overline{I}_s = (1 - \cos \alpha) \quad (3.6)$$

3.2.1.1 - Chave Comandada

a) corrente eficaz normalizada:

É calculada através da expressão 3.7, que é representada no ábaco da figura 3.2.

$$\overline{I}_{sw_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\alpha (1 - \cos \alpha)^2 d\alpha} \quad (3.7)$$

Tem-se, então, para a corrente eficaz na chave comandada:

$$I_{sw_{ef}} = \frac{\sqrt{2} V_f}{\omega L} \overline{I}_{sw_{ef}} \quad (3.8)$$

b) corrente média normalizada:

É dada pela expressão 3.9, sendo representada no ábaco da figura 3.3.

$$\overline{I_{SW_{md}}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha (1 - \cos \alpha) d\alpha \quad (3.9)$$

Donde tem-se, para corrente média na chave comandada:

$$I_{SW_{md}} = \frac{\sqrt{2} V_f}{\omega L} \overline{I_{SW_{md}}} \quad (3.10)$$

c) Corrente de pico normalizada:

É calculada pela equação 3.11, representada pelo ábaco da figura 3.4.

$$\overline{I_{SW_{pk}}} = (1 - \cos \alpha) \quad (3.11)$$

Assim, para a corrente de pico na chave comandada tem-se:

$$I_{SW_{pk}} = \frac{\sqrt{2} V_f}{\omega L} \overline{I_{SW_{pk}}} \quad (3.12)$$

3.2.1.2 - Diodos

a) Corrente eficaz normalizada:

É calculada pela equação 3.13, representada pelo ábaco da figura 3.5.

$$\overline{I_{d_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\alpha (1 - \cos \alpha)^2 d\alpha} \quad (3.13)$$

Assim, para corrente eficaz no diodo tem-se:

$$I_{d_{ef}} = \frac{\sqrt{2} V_f}{\omega L} \overline{I_{d_{ef}}} \quad (3.14)$$

Ou então, diretamente da corrente eficaz na chave comandada:

$$I_{d_{of}} = \frac{I_{SW_{of}}}{\sqrt{2}} \quad (3.15)$$

b) Corrente média normalizada:

É calculada pela expressão 3.16, representada pelo ábaco da figura 3.6.

$$\overline{I}_{d_{md}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\alpha (1 - \cos\alpha) d\alpha \quad (3.16)$$

Assim, para corrente média nos diodos da chave auxiliar tem-se:

$$I_{d_{md}} = \frac{\sqrt{2} V_f}{\omega L} \overline{I}_{d_{md}} \quad (3.17)$$

Ou então, diretamente da corrente média na chave comandada tem-se a corrente média no diodo:

$$I_{d_{md}} = \frac{I_{SW_{md}}}{2} \quad (3.18)$$

c) Corrente de pico normalizada:

É a mesma que a corrente da chave comandada, podendo ser calculada pela utilização do ábaco da figura 3.5 e a equação 3.11.

Os ábacos para cálculo das correntes em todos os semicondutores da chave auxiliar são mostrados nas figuras seguintes:

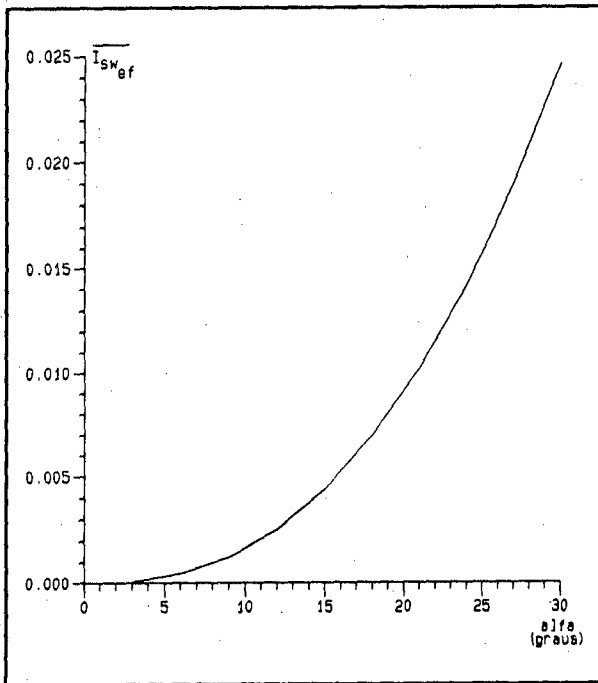


Figura 3.2: Corrente eficaz normaliza na chave comandada.

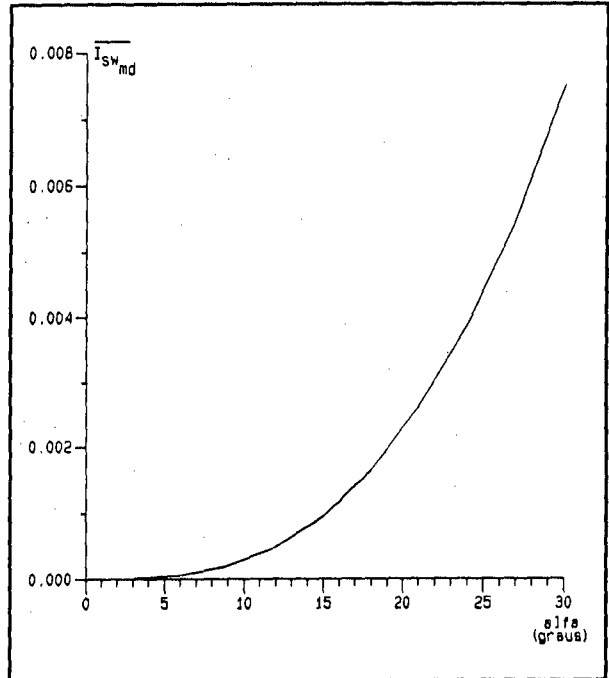


Figura 3.3: Corrente média normalizada na chave comandada.

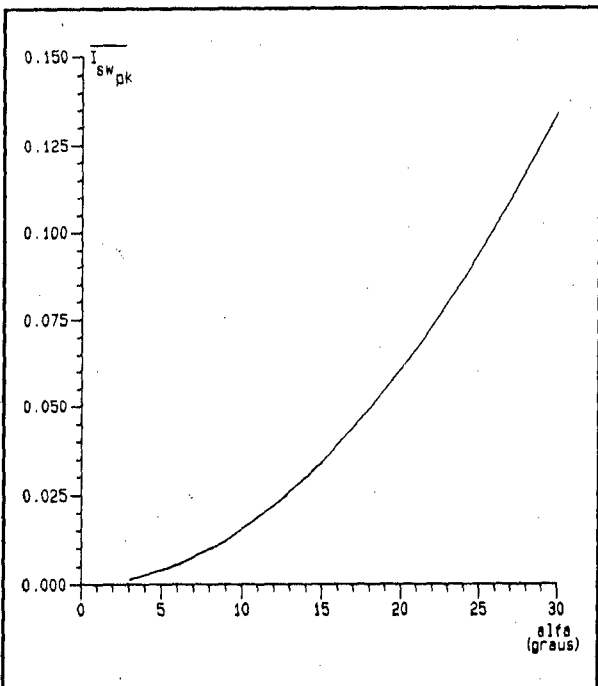


Figura 3.4: Corrente de pico normalizada na chave comandada.

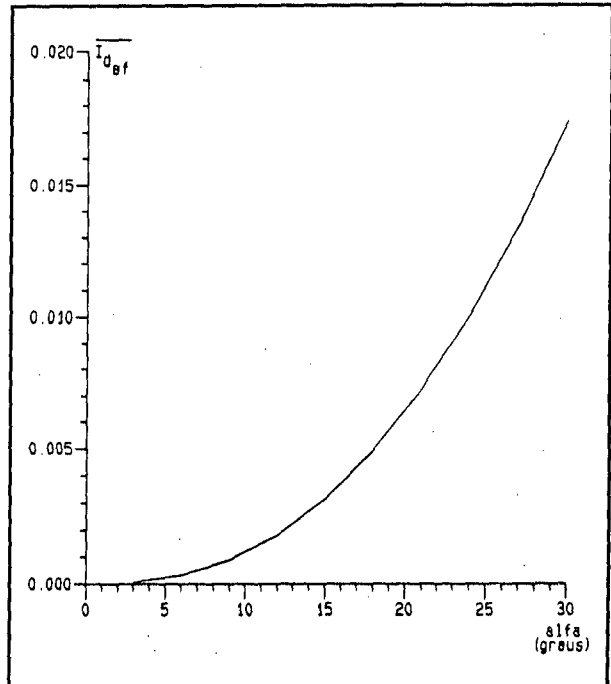


Figura 3.5: Corrente eficaz normalizada no diodo.

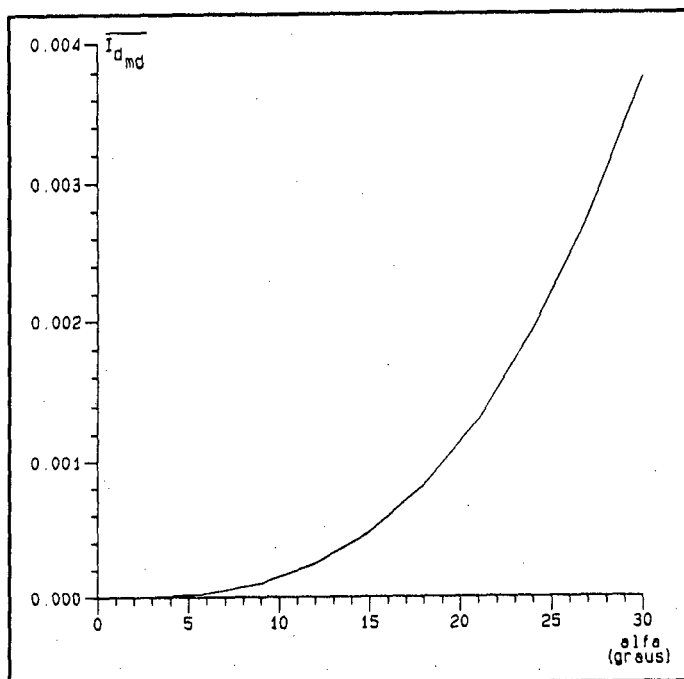


Figura 3.6: Corrente média normalizada no diodo.

3.2.1 - Diodos da Ponte Retificadora:

a) Corrente eficaz:

Para determinar o valor eficaz da corrente nos diodos da ponte retificadora, considere-se o circuito apresentado na figura 3.7, que é parte do conversor.

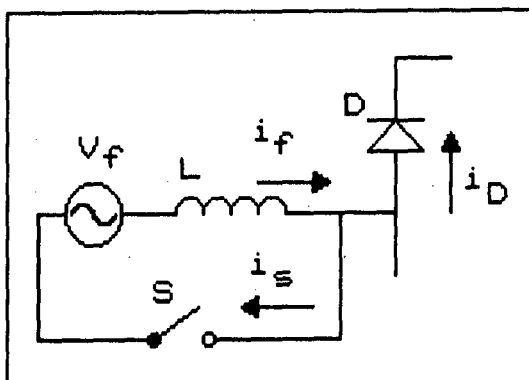


Figura 3.7: Circuito parcial com diodo da ponte retificadora.

Sejam as seguintes grandezas:

$-i_f$: corrente de fase

$-i_s$: corrente na chave auxiliar

$-i_D$: corrente no diodo da ponte retificadora

Em meio período da rede tem-se que:

$$i_f = i_s + i_D \quad (3.19)$$

Como as correntes na chave auxiliar e no diodo da ponte retificadora não ocorrem simultaneamente, deduz-se as seguintes expressões para o valor eficaz:

$$I_{f_{ef}}^2 = I_{s_{ef}}^2 + I_{D_{ef}}^2 \quad (3.20)$$

Conhecendo-se o valor eficaz da corrente de fase tem-se que:

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{I_{f_{ef}}^2 - I_{s_{ef}}^2} \quad (3.21)$$

b) Corrente média: para determinar o valor médio de corrente nos diodos da ponte retificadora considera-se o circuito dado a figura 3.8.

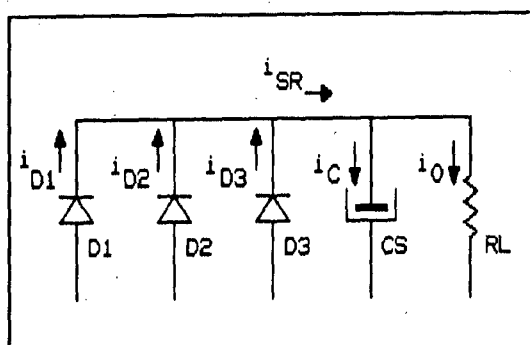


Figura 3.8: Circuito parcial com diodos da ponte retificadora.

Onde:

$-i_{D1}, i_{D2}, i_{D3}$: representam as correntes nos diodos da ponte retificadora;

$-i_{sr}$: corrente de saída do retificador ;

$-i_c$: corrente no capacitor de filtro;

$-I_o$: corrente média na carga.

A corrente média de saída do retificador é igual a corrente média absorvida pela carga, já que a corrente média no capacitor é nula.

$$I_{sr_{md}} = I_o \quad (3.22)$$

$$I_{c_{md}} = 0 \quad (3.23)$$

Pode-se deduzir, então, que a corrente média absorvida pela carga é igual a soma das correntes médias nos diodos da ponte retificadora.

$$I_o = I_{D1_{md}} + I_{D2_{md}} + I_{D3_{md}} \quad (3.24)$$

$$I_{D1_{md}} = I_{D2_{md}} = I_{D3_{md}} = I_{D_{md}} \quad (3.25)$$

Então, a corrente média nos diodos da ponte retificadora é dada por:

$$i_{D_{md}} = \frac{i_o}{3} \quad (3.26)$$

c) Tensão reversa máxima: verifica-se a partir das variações topológicas, correspondentes as etapas de funcionamento do conversor, que a tensão máxima sobre os diodos corresponde a tensão

de saída do retificador.

3.3 - PROCEDIMENTO DE PROJETO

A figura 3.9 mostra a topologia completa do estágio de potência do conversor proposto.

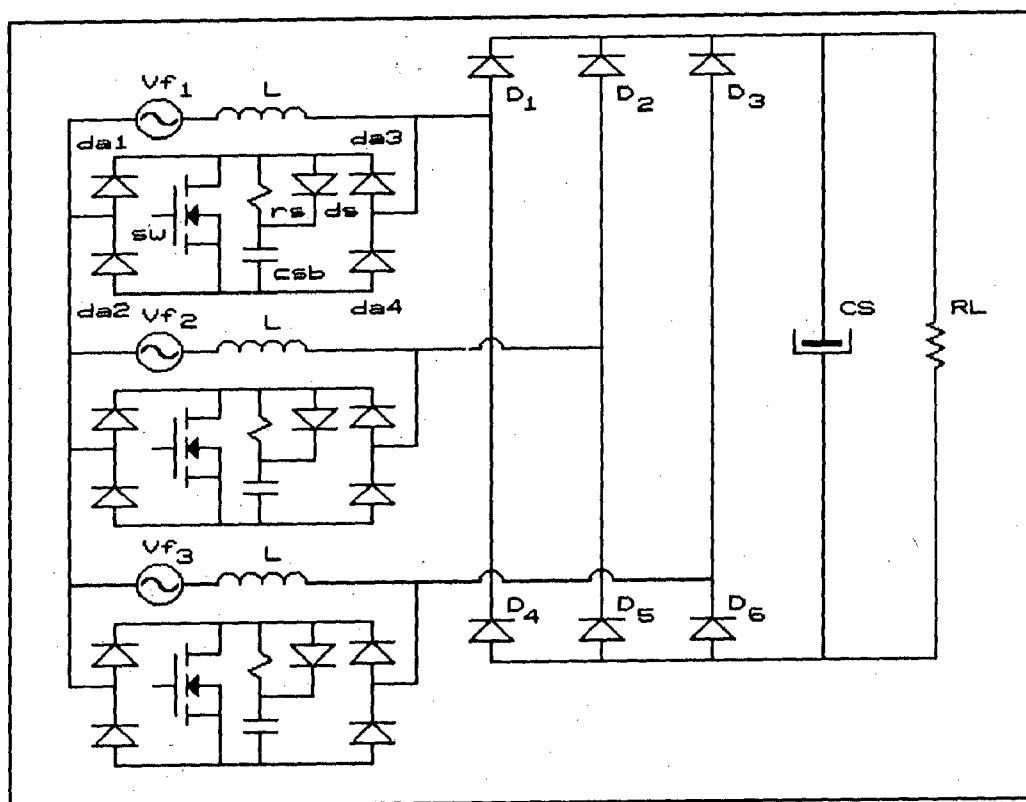


Figura 3.9: Circuito completo do conversor - estágio de potência.

Sendo:

- D_1 a D_6 : diodos da ponte retificadora;
- d_{a1} , d_{a4} : diodos da chave auxiliar;
- sw: chave comandada (Mosfet);
- L: indutor de filtro;

- CS: capacitor de filtro;
- RL: resistor de carga;
- rs: resistor do circuito snubber;
- csb: capacitor do circuito snubber;
- ds: diodo do circuito snubber.

Com o intuito de determinar os valores dos componentes que fazem parte do circuito da figura 3.9, segue-se os seguintes passos para projeto:

a) Especificações para projeto:

- a.1) Potência de saída [W];
- a.2) Tensão de entrada [V];
- a.3) Fator de potência requerido;

b) Obtenção do parâmetro $XL\%$: Obtém-se a partir do ábaco da figura 2.11, para um fator de potência igual a 0,98 com um ângulo de condução das chaves auxiliares igual a 30° .

c) Tensão de saída: É obtida através do ábaco da figura 2.7, que representa a característica de saída do conversor, conhecendo-se o parâmetro $XL\%$, e determinando-se assim a relação V_s / V_L .

d) Obtenção da corrente média de saída: com o valor médio da tensão e potência de saída, determina-se a corrente média de saída com a expressão 3.27.

$$I_o = \frac{P_s}{V_s} \quad (3.27)$$

e) Obtenção da indutância do filtro: tendo-se os valores de $XL\%$, V_s e I_o determina-se o valor de L com a expressão 3.28.

$$L = \frac{XL\% \cdot V_f}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot I_o} \quad (3.28)$$

f) Corrente eficaz de entrada: a partir do parâmetro $XL\%$ e I_o , determina-se o valor da corrente eficaz de entrada do conversor, ou seja, a corrente eficaz de fase, utilizando-se o ábaco da figura 2.8 que fornece a relação I_i/I_o .

g) Corrente na chave comandada:

g.1) corrente eficaz: a partir do ábaco da figura 3.2 e da expressão 3.8.

g.2) corrente média: a partir do ábaco da figura 3.3 e da expressão 3.10.

g.3) corrente de pico: a partir do ábaco da figura 3.4 e da expressão 3.12.

h) Corrente nos diodos da chave auxiliar:

h.1) corrente eficaz: a partir do ábaco da figura 3.5 e expressão 3.14 ou diretamente da expressão 3.15.

h.2) corrente média: a partir do ábaco da figura 3.6 e expressão 3.17 ou diretamente da expressão 3.18.

h.3) corrente de pico: é igual a corrente de pico da chave comandada.

i) Corrente nos diodos da ponte retificadora:

i.1) corrente eficaz: conhecendo-se as correntes eficazes de fase e da chave auxiliar utiliza-se a expressão 3.21.

i.2) corrente média: conhecendo-se a corrente média de carga utiliza-se a expressão 3.26.

j) Tensão sobre os diodos da ponte retificadora: corresponde a tensão de saída do retificador, sendo máxima para a condição de

carga mínima.

l) Capacitância do filtro de saída: de acordo com o ripple de tensão requerido, sendo determinado por simulação.

m) Resistor do snubber: realiza-se simulações de forma a obter um valor de resistência capaz de eliminar as sobretensões em todos os componentes da chave auxiliar quando do seu bloqueio.

n) Capacitor do snubber: o valor da capacitância é obtido a partir de simulações, de modo a garantir níveis de tensão suportáveis pelos componentes da chave auxiliar no instante do seu bloqueio.

3.4 - EXEMPLO DE PROJETO

A seguir realiza-se o projeto do conversor para montagem de um protótipo, a partir das especificações dadas, seguindo-se os passos relacionados na seção anterior.

3.4.1 - Especificações do conversor:

a - Potência de saída: $P_s = 6000 \text{ W}$

b - Tensão de entrada de fase: $V_f = 127 \text{ V}$, 60 Hz

c - Fator de potência requerido: $FP > 0.95$

3.4.2 - Cálculo dos parâmetros do conversor:

a - Parâmetro $XL\%$:

$$XL\% = 25\%$$

b - Tensão média de saída:

$$\frac{V_s}{V_L} = 1.3 \Rightarrow V_s = 286 \text{ V}$$

c - Corrente média de saída:

$$I_o = \frac{6000}{286} \Rightarrow I_o = 21 \text{ A}$$

d - Indutância do filtro:

$$L = \frac{25 \times 127}{377 \times 21 \times 100} \Rightarrow L = 4 \text{ mH}$$

e - Corrente eficaz de fase:

$$\frac{I_{f_{ef}}}{I_o} = 0.77 \Rightarrow I_{f_{ef}} = 21 \times 0.77 \Rightarrow I_{f_{ef}} = 16.17 \text{ A}$$

f - Chave comandada

- corrente eficaz normalizada $\Rightarrow 0,024$

$$\text{Assim: } I_{sw_{ef}} = 119,1 \times 0,024 \Rightarrow I_{sw_{ef}} = 2,85 \text{ A}$$

- corrente média normalizada $\Rightarrow 0,0075$

$$\text{Logo: } I_{sw_{md}} = 119,1 \times 0,0075 \Rightarrow I_{sw_{md}} = 0,89 \text{ A}$$

- corrente de pico normalizada $\Rightarrow 0,134$

$$\text{Assim: } I_{sw_{pk}} = 119,1 \times 0,134 \Rightarrow I_{sw} = 15,95 \text{ A}$$

g - Diodos da chave auxiliar

- corrente eficaz normalizada $\Rightarrow 0,017$

$$\text{Donde: } I_{d_{ef}} = 119,1 \times 0,017 \Rightarrow I_{d_{ef}} = 2,02 \text{ A}$$

- corrente média normalizada $\Rightarrow 0,0037$

$$\text{Assim: } I_{d_{md}} = 119,1 \times 0,0037 \Rightarrow I_{d_{md}} = 0,44 \text{ A}$$

- corrente de pico: $I_{d_{pk}} = 15,95 \text{ A}$

h - Diodos da ponte retificadora

$$\text{- corrente eficaz} \quad \Rightarrow I_{DR_{ef}} = \sqrt{16,67^2 - 2,85^2}$$

$$\Rightarrow I_{DR_{ef}} = 15,91 \text{ A}$$

$$\text{- corrente média} \quad \Rightarrow I_{DR_{md}} = \frac{21}{3}$$

$$\Rightarrow I_{DR_{md}} = 7 \text{ A}$$

- tensão reversa máxima:

$$V_{DRM} = 1,43 \times V_L$$

$$V_{DRM} = 1,43 \times 220 = 315 \text{ V}$$

i - Capacitância do filtro de saída:

$$CS = 660 \mu F$$

j - Componentes do circuito snubber:

$$rs = 500 \Omega / 50 \text{ W}$$

$$CS = 4,4 \mu F$$

3.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

3.5.1 - Regime Permanente:

A simulação do conversor projetado é fundamental para o ajuste dos parâmetros RC do circuito de limitação de sobretensões nas chaves auxiliares, de forma a garantir a integridade das mesmas no instante de bloqueio.

A figura 3.10 mostra a forma de onda da corrente de entrada, para a situação de carga nominal, sendo seu respectivo espectro harmônico mostrado na figura 3.11. Verifica-se que os harmônicos

de ordem 3 (8%) e 5 (6%) são os mais significativos. A distorção harmônica total é de 12,5% e o fator de potência apresentado de é de 0,98.

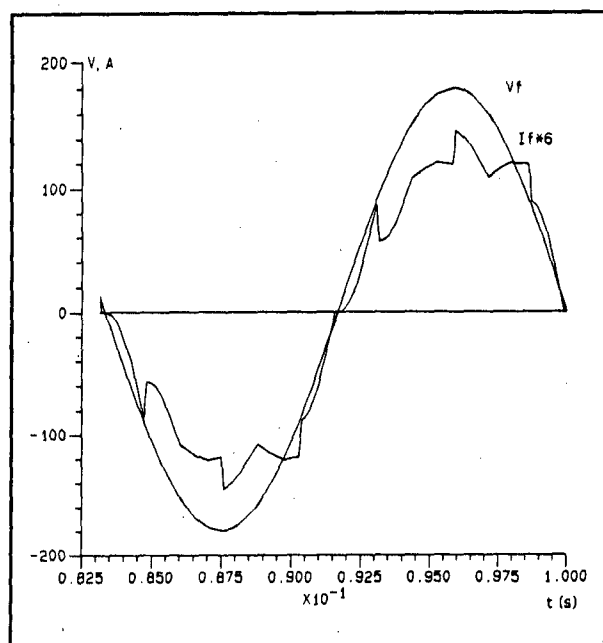


Figura 3.10: Tensão e corrente de fase.

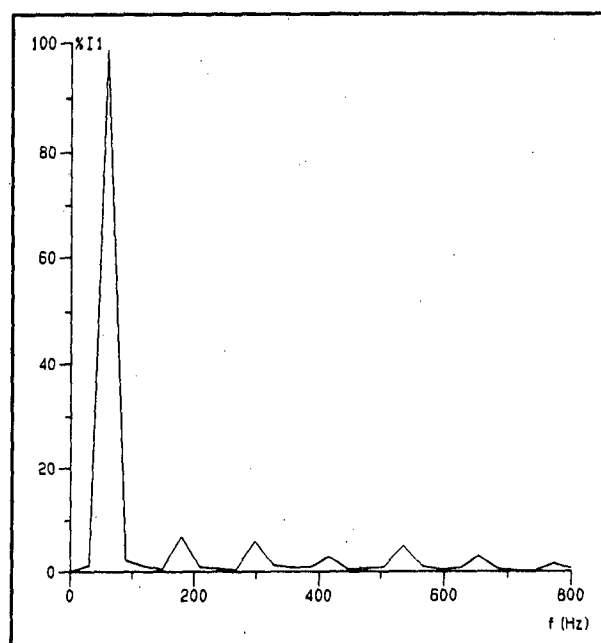


Figura 3.11: Espectro harmônico da corrente de fase.

A figura 3.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente em uma chave auxiliar (chave comandada), para o funcionamento do conversor com ângulo de condução alfa de 30 graus. Os valores eficaz, médio e de pico obtidos na simulação comprovam os valores determinados em projeto. O circuito snubber atua de forma eficiente, garantindo uma tensão limitada sobre a chave quando a mesma encontra-se bloqueada.

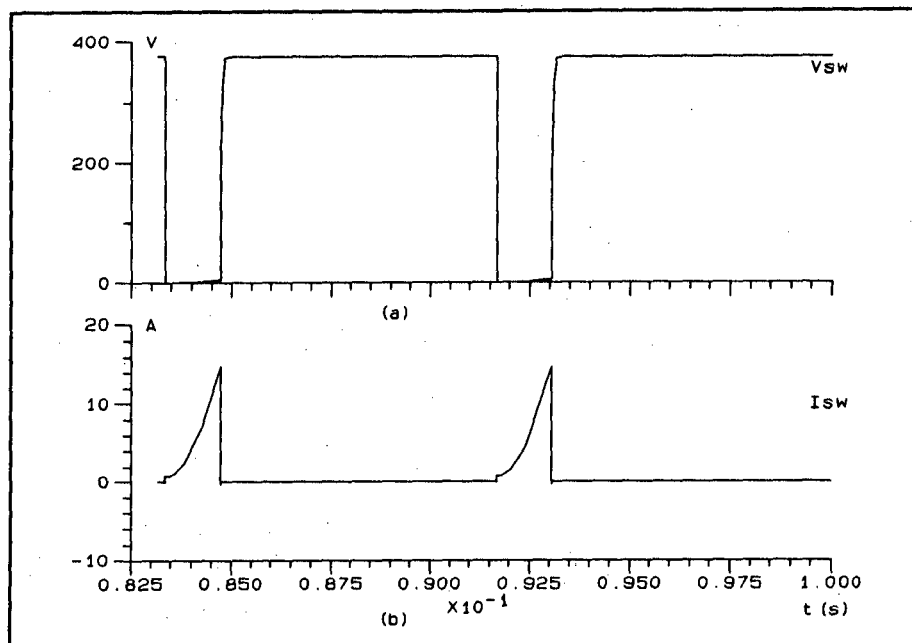


Figura 3.12 (a) - Tensão na chave comandada;
(b) - Corrente na chave comandada.

Na figura 3.13 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão nos diodos da ponte retificadora, para o funcionamento do conversor com carga nominal e ângulo alfa de 30 graus. Os resultados obtidos estão de acordo com os valores calculados em projeto.

Mostra-se na figura 3.14 as formas de onda de tensão e corrente na carga para o conversor operando com uma potência de saída de 6 kW. Os valores médio de tensão e corrente correspondem aos estipulados a partir do ábaco da característica de saída do conversor.

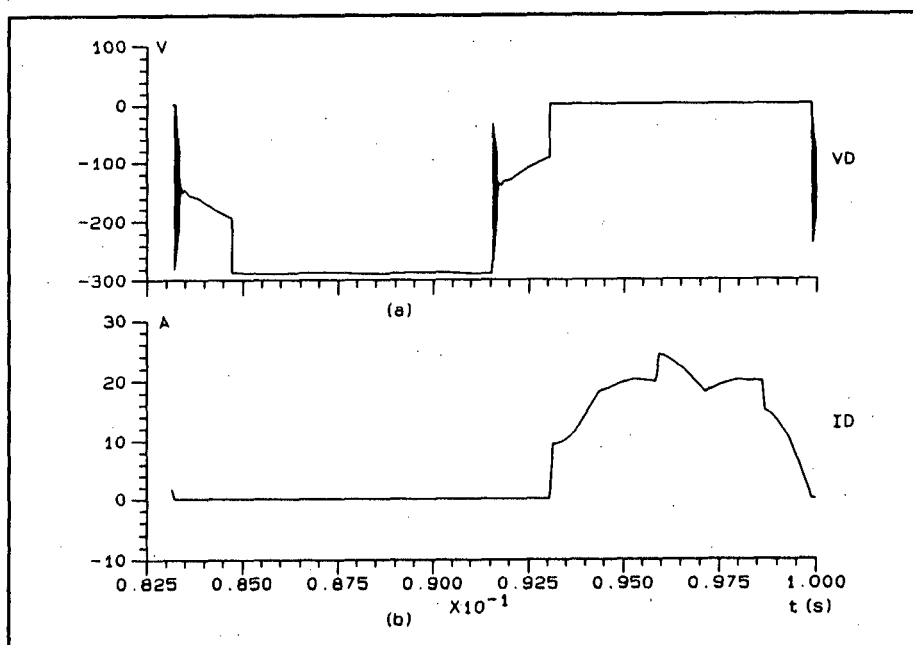


Figura 3.13: (a) - Tensão nos diodos da ponte retificadora;
(b) - Corrente nos diodos da ponte retificadora.

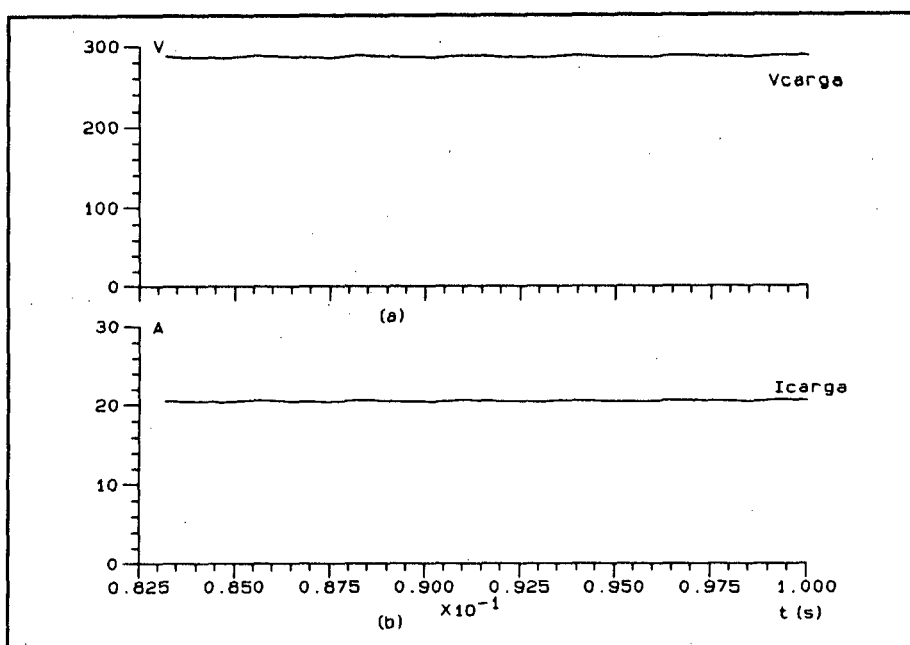


Figura 3.14: (a) - Tensão na carga;
(b) - Corrente na carga.

3.5.2 - Regime Transitório:

Com os resultados obtidos por simulação constata-se que o

conversor apresenta picos elevados de corrente de fase, durante o intervalo inicial de funcionamento. Estes picos de corrente ocorrem devido a presença do capacitor do filtro de saída, o qual encontrando-se descarregado comporta-se como um curto-circuito. A corrente de fase é limitada pelos indutores do filtro de entrada e resistências intrínsecas do circuito.

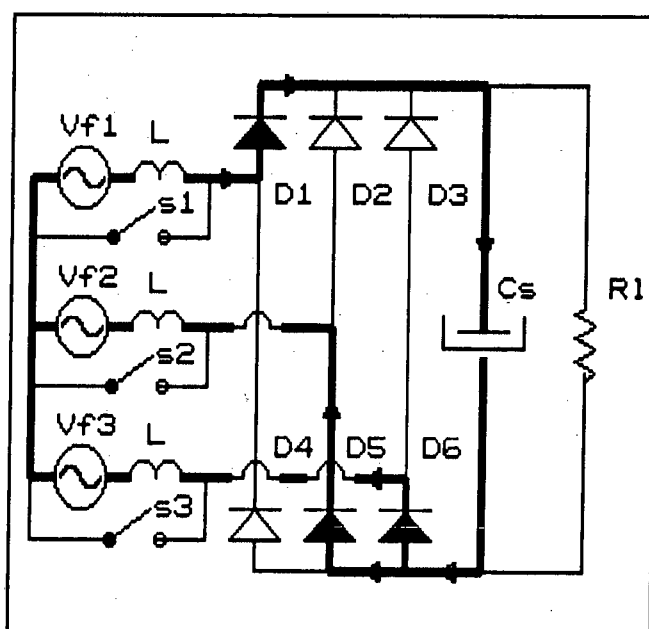


Figura 3.15: Conversor durante a partida.

Sendo a corrente inicial que circula em cada indutor de valor elevado, sua passagem por zero ocorre com atraso em relação a respectiva tensão de fase. Assim, caso a chave auxiliar fosse comandada a conduzir, por esta circularia corrente de valor elevado e acima de suas especificações.

A figura 3.16 mostra a corrente de partida para o conversor projetado.

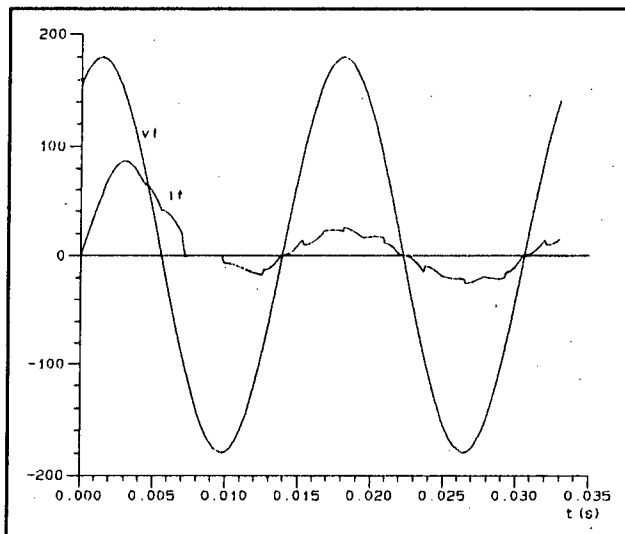


Figura 3.16: Tensão e corrente de partida do conversor.

3.6 - ESCOLHA DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Com base nas especificações dadas, nos resultados obtidos por simulação como também os valores de corrente e tensão calculados será feita a escolha dos semicondutores e demais componentes do conversor.

3.6.1 - Chave auxiliar

3.6.1.1 - Chave comandada:

Serão utilizados MOSFETS do tipo IRF-740 da Motorola, já que estes são componentes de baixo custo, grande disponibilidade, fácil comando e com capacidade de suportar os picos de correntes existentes. Suas características principais são:

$$V_{DS} = 400 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 8 \text{ A}$$

$$I_{DM} = 40 \text{ A}$$

$$R_{DS(on)} = 0,5 \text{ } \Omega$$

3.6.1.2 - Diodos:

Serão empregados diodos do tipo 1N 5404 da Motorola, com as seguintes características:

$$V_{DR} = 400V$$

$$I_{FAV} = 3 A$$

3.6.2 - Circuito de Snubber

3.6.2.1 - Capacitores:

Serão utilizados capacitores de poliéster metalizado, dois em série para cada chave, com 2,2 uF e tensão de 250 V cada, da Icotron.

3.6.2.2 - Diodos:

Serão empregados diodos do mesmo tipo que os empregados na chave auxiliar.

3.6.2.3 - Resistores:

$$R = 500 \Omega$$

$$P = 50 W$$

3.6.3 - Diodos da ponte retificadora

Serão utilizados diodos do tipo SKN 12/12, Semikron com as seguintes características:

$$V_{DRM} = 400 V$$

$$I_{FAV} = 20 A$$

$$I_{MD} = 10 A$$

3.6.4 - Capacitor de saída do conversor

Será utilizado um capacitor de filtro de 660 uF, 400 V, eletrolítico, da Icotron.

3.7 - CONCLUSÕES

Foi descrita uma metodologia para o cálculo dos parâmetros do conversor, sendo realizado o projeto do protótipo para montagem e em seguida a simulação na qual se determina os parâmetros do circuito de snubber. São mostradas as formas de onda de tensão e corrente nos vários componentes do conversor e na carga, para operação com potência nominal de saída.

Verificou-se pelo dimensionamento dos componentes das chaves auxiliares, que as mesmas exigem pequenos valores eficaz e médio de corrente, como consequência da operação com baixa razão cíclica das mesmas. Assim a potência a ser processada por estas chaves, em relação à potência total do conversor é bastante reduzida.

A análise do conversor em regime transitório revela a necessidade de inibir os sinais de comando das chaves auxiliares durante a partida.

CAPÍTULO IV

CIRCUITO DE COMANDO

4.1 - INTRODUÇÃO

Os sinais de comando das chaves auxiliares deverão ser sincronizados com as respectivas tensões de fase como mostrados na figura 4.1.

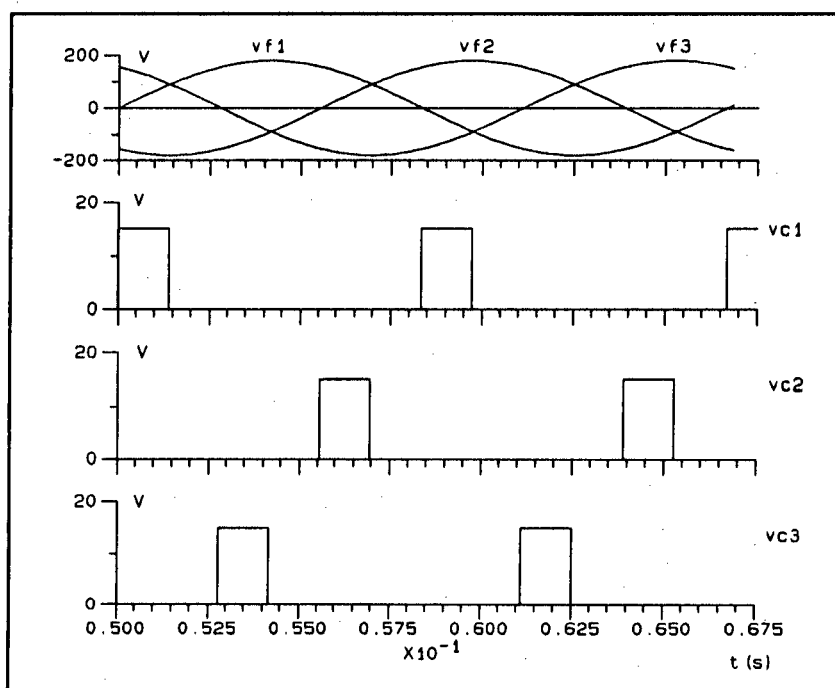


Figura 4.1: Tensões de fase e sinais de comando das chaves auxiliares.

Cada pulso de gatilho deve iniciar sempre na passagem por zero da tensão de fase correspondente, com uma lagura (ângulo alfa), menor ou igual a 30° .

A obtenção desses sinais é conseguida a partir da implementação de um circuito utilizando o integrado TCA-780 e

implementação de um circuito utilizando o integrado TCA-780 e portas lógicas.

Os sinais de comando deverão ser isolados e com referências distintas.

Um circuito para inibir os sinais de comando das chaves auxiliares durante o intervalo inicial de funcionamento do conversor é implementado, de modo a evitar sobrecorrentes destrutivas nas mesmas.

4.2 - CIRCUITO PARA GERAR OS SINAIS DE COMANDO

Na figura 4.2 tem-se o diagrama esquemático do circuito utilizado para gerar os sinais de comando para uma chave, utilizando circuito integrado TCA-780, componentes discretos e portas lógicas. As principais formas de onda são mostradas na figura 4.3.

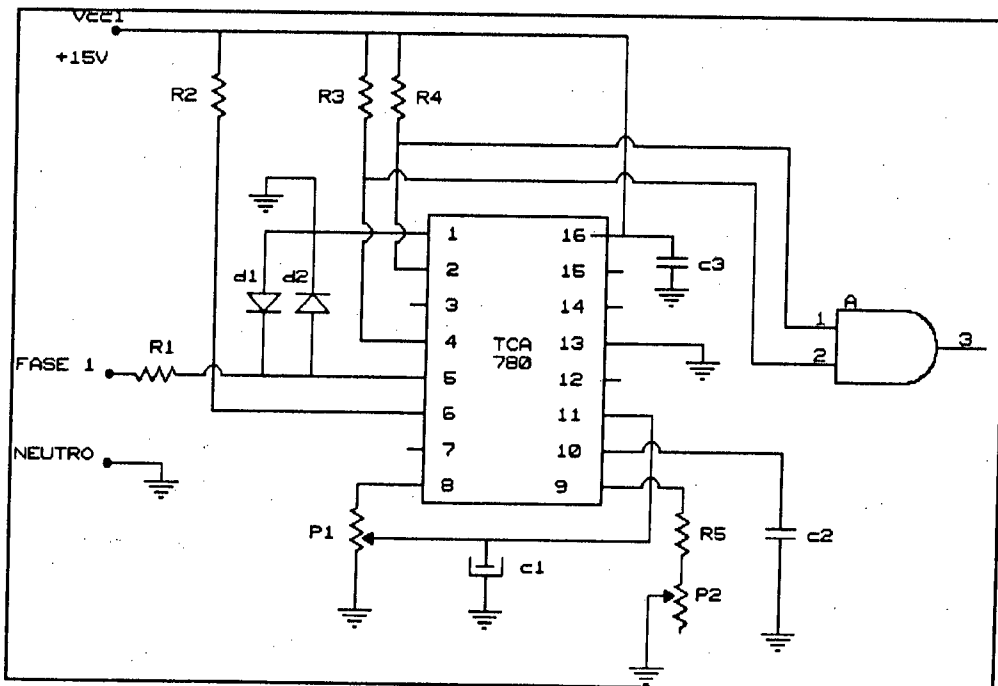


Figura 4.2: Circuito gerador dos sinais de comando.

O sincronismo é obtido a partir de uma amostra da tensão de alimentação (tensão de fase) injetada ao pino 5 do CI e grampeada em ± 0.7 pelos diodos ligados entre os pinos 5 e 1 ou terra, como mostrado na figura 4.3(a).

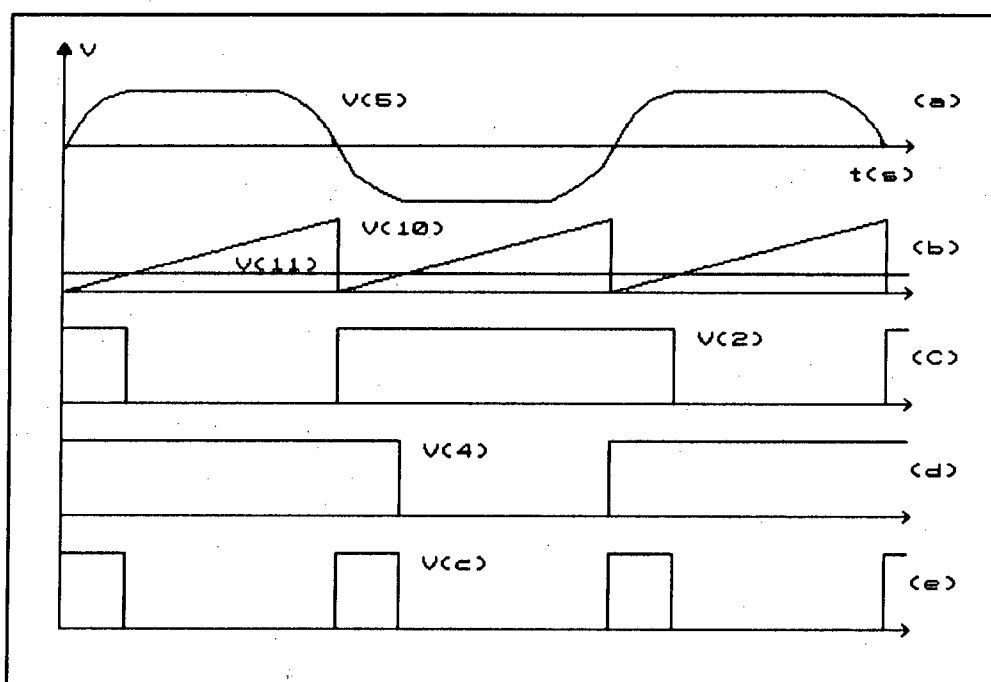


Figura 4.3: (a)- Sinal de referência (pino 5);
 (b)- Rampa (pino 10) e Controle (pino 11);
 (c)- Sinal de saída (pino 2);
 (d)- Sinal de saída (pino 4);
 (e)- Sinal de comando.

No pino 10 é obtido um sinal de rampa sincronizado com a tensão de fase, controlada pelo potenciômetro P_2 e o capacitor C_2 , que é mostrado na figura 4.3(b).

A partir da tensão estabilizada em $3.1V$ tomada no pino 8, é obtida a tensão de controle aplicada ao pino 11, a qual é ajustada pelo potenciômetro P_1 . A tensão de controle é comparada com o sinal de rampa definindo a largura do sinal de comando, obtido a partir dos sinais dos pinos 2 e 4 do TCA-780, com os quais é realizada a lógica AND como verificado nas figuras 4.3 (c), (d), e (e).

Para o comando das outras duas chaves utiliza-se o mesmo princípio, com circuitos idênticos ao descrito, sendo a tensão de controle tomada no mesmo ponto para garantir sinais de comando de mesma largura nas três chaves.

4.3 - ISOLADOR ÓTICO E CIRCUITO DE DISPARO

A implementação do circuito para isolar os sinais de comando do estágio de potência é realizada a partir de isoladores óticos e fontes auxiliares. Sua utilização se faz necessária, visto que os sinais de comando em baixa frequência dificulta o uso de transformadores de pulso, que são saturados com pulsos de longa duração. Poder-se-ia contudo empregar transformadores de pulso sendo necessário portanto combinar o pulso de comando com um sinal em alta frequência através de uma lógica E [21]. Há também a necessidade de referências distintas para os sinais de comando das três chaves do conversor.

O isolador ótico empregado é o TIL 111, cuja configuração é apresentada na figura 4.4, sendo também apresentado o circuito para acionamento dos Mosfets.

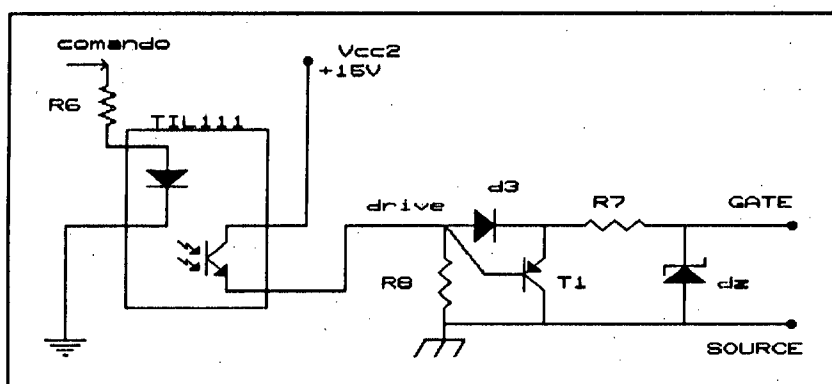


Figura 4.4: Isolador ótico e circuito de drive.

4.4 - CIRCUITO PARA INIBIR SINAIS DE COMANDO DURANTE A PARTIDA DO CONVERSOR

Este circuito tem como finalidade inibir os sinais de comando durante o intervalo inicial de funcionamento do conversor, por alguns ciclos de rede. A estratégia utilizada é bloquear o diodo do isolador ótico inibindo a transmissão dos pulsos de comando.

Uma tensão fixa obtida com um divisor resistivo tomada do barramento CC de alimentação é comparada com a tensão sobre o capacitor C_4 . Enquanto a tensão do capacitor, que corresponde a entrada inversora do comparador (LM 711), for menor que a tensão na entrada não inversora a saída do comparador encontra-se saturada em $+V_{cc}$. Sendo esta tensão aplicada ao catodo do diodo do isolador ótico os sinais de comando não são transmitidos através deste circuito integrado. Quando a tensão no capacitor C_4 se iguala a tensão tomada no divisor resistivo a tensão de saída do comparador é saturada em nível zero, sendo os sinais de comando transmitidos através do isolador ótico.

O tempo que os sinais de comando ficam inibidos é função da tensão tomada no divisor resistivo, dada pela relação entre os resistores R_{11} e R_{12} , como também da constante de tempo do circuito série formado pelo resistor R_9 e o capacitor C_4 . Este tempo deverá ser ajustado de acordo com os dados obtidos em simulação, acerca do regime transitório de funcionamento do conversor, ou seja, deverá ser verificado o tempo necessário para estabilização das correntes de fase.

O capacitor C_4 é descarregado através do transistor T_2 sempre

que a fonte de alimentação é desligada. Assim o circuito estará apto a funcionar numa nova partida do conversor.

O diagrama esquemático e as formas de onda para este circuito são apresentadas nas figura 4.5 e 4.6, respectivamente.

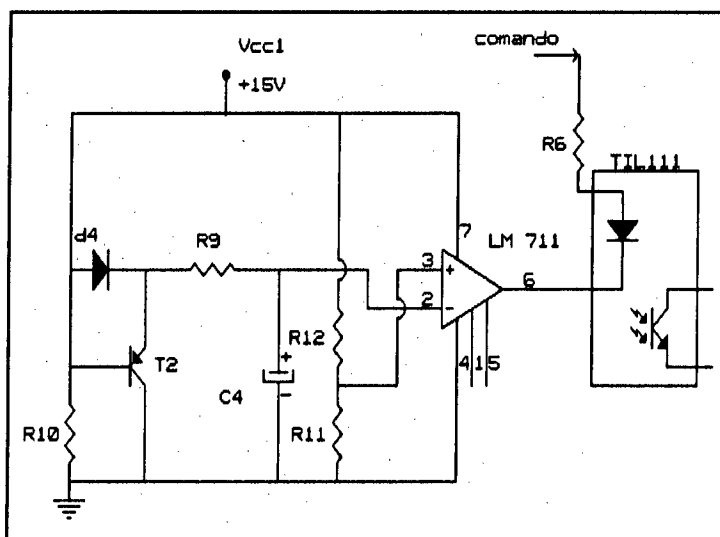


Figura 4.5: Circuito para retardo do comando das chaves.

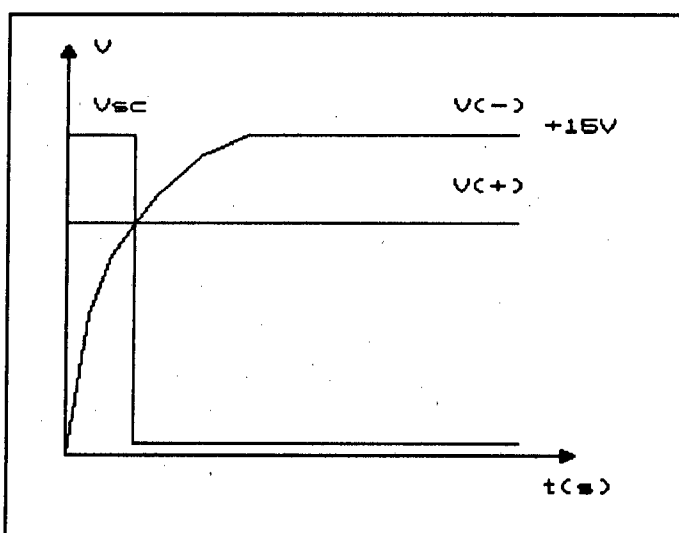


Figura 4.6: Sinais para o circuito de retardo do comando.

4.5 - DIAGRAMA COMPLETO DO CIRCUITO DE COMANDO

Com o intuito de se visualizar o circuito de comando por completo do conversor, é apresentado o diagrama esquemático abaixo, contendo também a especificação de cada componente utilizado.

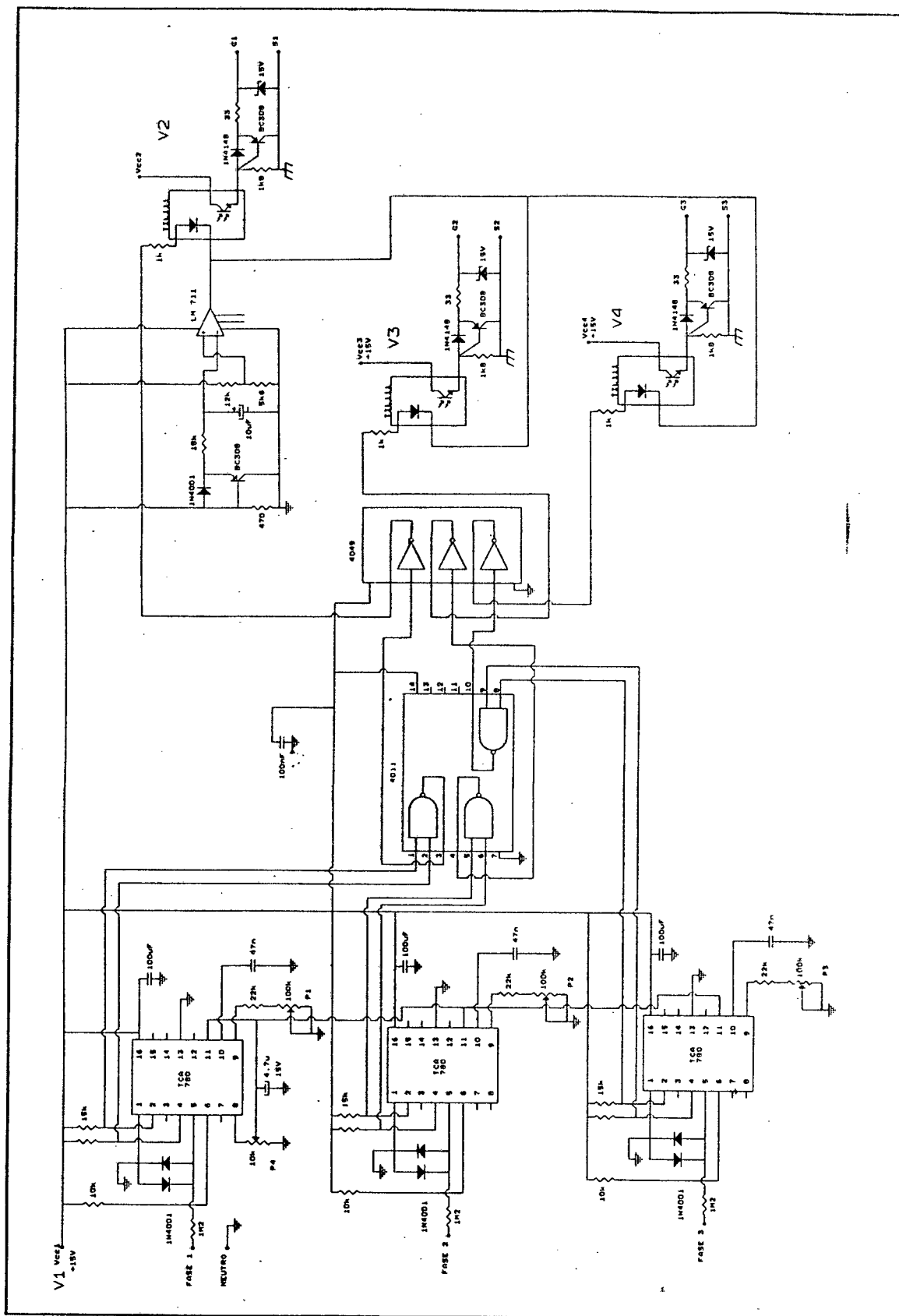


Figura 4.7: Diagrama completo do circuito de comando.

4.6 - CONCLUSÕES

A operação do conversor com ângulo de condução das chaves auxiliares fixo, chaveamento em baixa frequência e início dos pulsos de comando sempre na passagem por zero das tensões de fase, tornam o circuito de comando de fácil implementação.

O integrado TCA-780, de uso bastante difundido e de grande disponibilidade, é utilizado para gerar os sinais de comando, tornando-o compacto e seguro.

São utilizadas quatro fontes auxiliares independentes, uma para alimentar o TCA-780 e as portas lógicas e as restantes para prover referências distintas para os sinais de comando.

Um circuito para inibir os sinais de comando das chaves auxiliares, bloqueando os diodos dos isoladores óticos, foi implementado.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo implementado para o conversor proposto, cuja implementação foi baseada no projeto realizado em capítulo anterior.

Os resultados experimentais tem como finalidade comprovar o princípio de funcionamento do conversor, validando o estudo teórico e as simulações realizadas, bem como comprovar a metodologia de projeto apresentada e a fácil utilização das curvas e ábacos que descrevem o comportamento do conversor.

São apresentadas as formas de onda e a performance da corrente de fase para retificadores com filtro capacitivo de saída, sendo realizadas comparações para o conversor operando sem filtro de entrada, com filtro de entrada e com filtro de entrada e chaves auxiliares conforme a nova topologia proposta.

Para o conversor proposto são apresentadas as formas de onda das grandezas mais relevantes.

5.2 - CORRENTE ABSORVIDA POR RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM FILTRO CAPACITIVO DE SAÍDA

5.2.1 - Retificador sem filtro de entrada:

A figura 5.1 mostra as formas de onda de tensão e corrente de fase para o retificador sem o filtro de entrada. Verifica-se que a corrente é bastante distorcida, descontínua com picos elevados.

a corrente é bastante distorcida, descontínua com picos elevados.

Na figura 5.2 tem-se o espectro harmônico da referida corrente que apresenta uma DHT igual a 92%. O ângulo de defasagem da componente fundamental de corrente de fase com relação a tensão é de 4 graus, resultando portanto um fator de potência de 0.65.

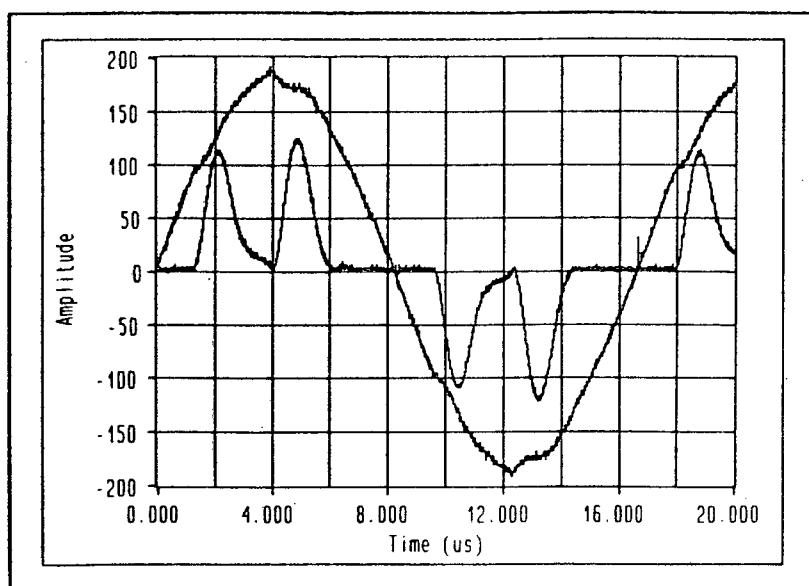


Figura 5.1: Formas de onda de tensão e corrente de fase

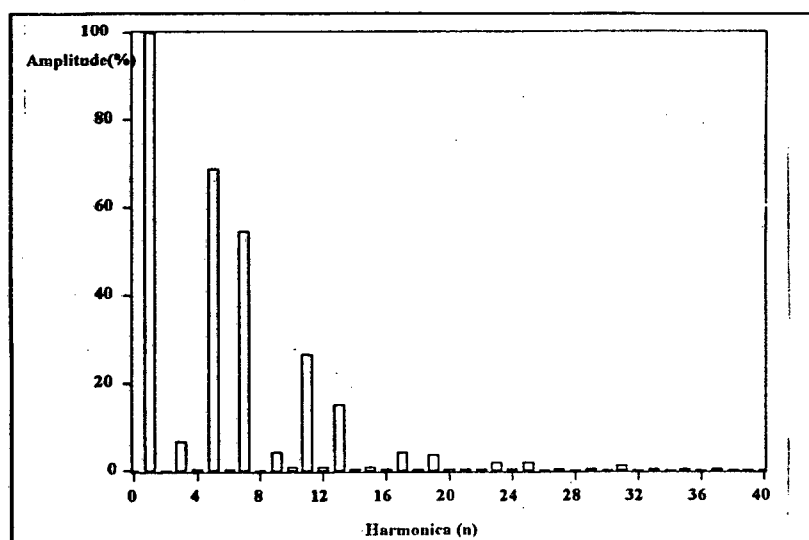


Figura 5.2: Espectro harmônico da corrente de fase

5.2.2 - Retificador com filtro de entrada:

Na figura 5.3 tem-se as formas de onda da tensão e corrente de fase para o caso em que é introduzido um filtro de entrada no retificador, resultando em uma melhor performance da referida corrente. A partir da análise harmônica constata-se uma redução dos componentes harmônicos da corrente, como mostado na figura 5.4. A DHT é reduzida para 32%, porém o ângulo de defasagem da componente fundamental de corrente aumenta em função da presença do indutor, no entanto observa-se um aumento do fator de potência, que para este caso chega a 0,92.

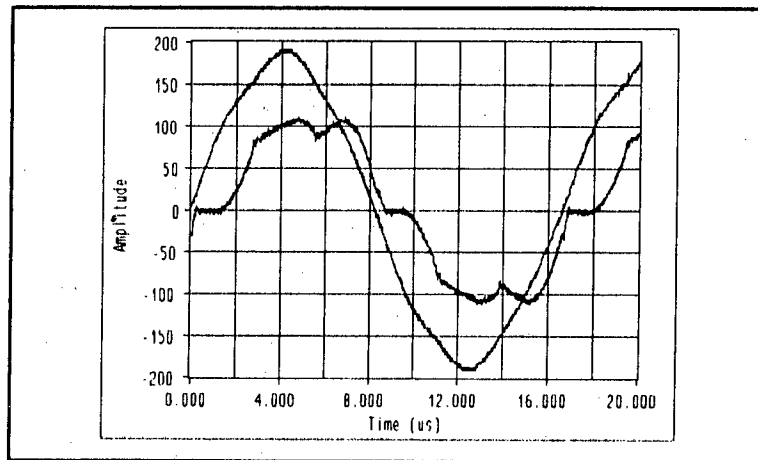


Figura 5.3: Corrente e tensão de fase.

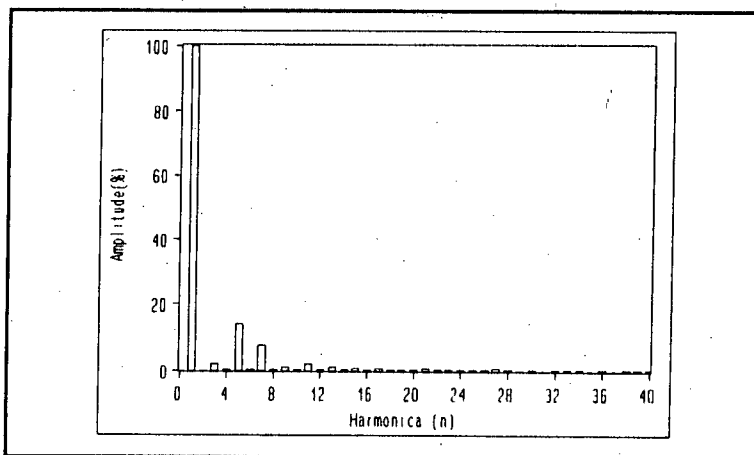


Figura 5.4: Espectro da corrente

5.2.3 - Retificador com filtro de entrada e chaves auxiliares (topologia proposta):

- Tensão e corrente de fase:

A figura 5.5 mostra as formas de onda para a tensão e corrente de fase do conversor implementado. Verifica-se que a corrente de fase é semelhante a prevista por simulação.

O comportamento da corrente, com relação a distorção harmônica total e ângulo de defasagem da componente fundamental em relação a tensão, está de acordo com o determinado a partir dos ábacos levantados, mostrados em capítulo anterior. A distorção harmônica total é de 12.3%, o ângulo de defasagem da componente fundamental é de 6 graus, sendo portanto o fator de potência igual a 0,98.

Na figura 5.6 tem-se o espectro harmônico da referida corrente para a qual verifica-se uma redução na amplitude dos harmônicos, com relação a operação do conversor apenas com o filtro indutivo na entrada.

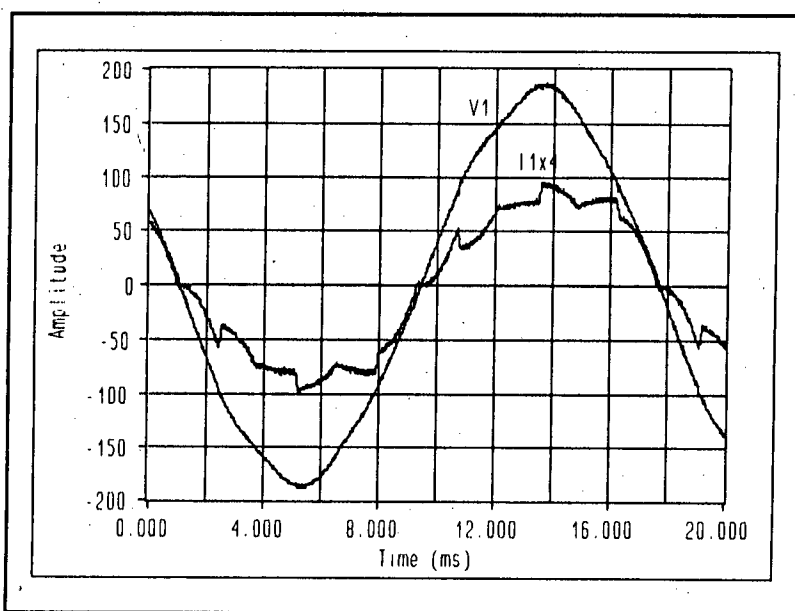


Figura 5.5: Tensão e corrente de fase.

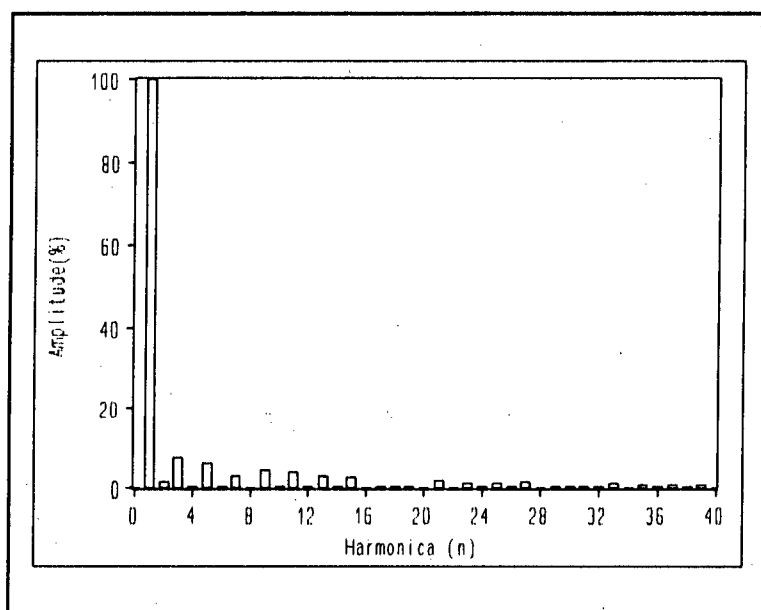


Figura 5.6: Espectro harmônico da corrente de fase.

5.3 - FORMAS DE ONDA RELEVANTES

5.3.1 - Tensão e corrente na chave auxiliar (chave comandada):

A figura 5.7 mostra as formas de onda da tensão e corrente na chave auxiliar. Verifica-se que a corrente possui valor eficaz baixo, mesmo com um ângulo de condução máximo de 30 graus, quando comparado ao valor eficaz da corrente de fase. Este fato comprova um mérito importante do conversor, que é a utilização de chaves especificadas para valores eficazes de correntes baixos. O seu valor de pico é próximo ao estipulado através do ábaco utilizado para projeto.

É também observado que a tensão sobre cada chave é limitada em um valor apropriado, menor que 400 volts, como previsto através do estudo realizado por simulação para o projeto do circuito snubber.

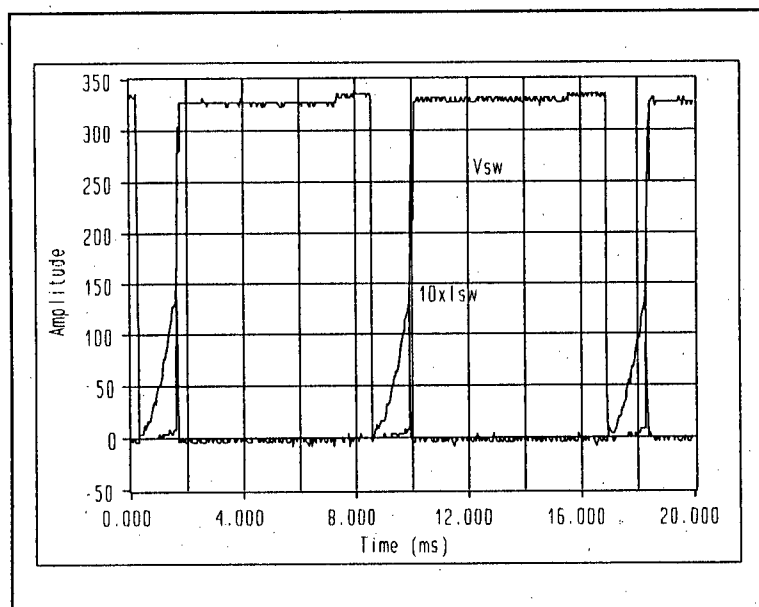


Figura 5.7: Tensão e corrente na chave auxiliar.

5.3.2 - Tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora:

A figura 5.8 mostra as formas de onda para a tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora. A forma da corrente, seus valores eficaz e médio estão de acordo com os valores estipulados em projeto e por simulação. A tensão reversa máxima sobre cada diodo é igual a tensão de saída do conversor como previsto no estudo teórico precedente.

5.3.3 - Tensão e corrente na carga:

Na figura 5.4 tem-se as formas de onda de tensão e corrente na carga. Verifica-se que o valores médio de tensão e corrente na carga estão em concordância com os estipulados em projeto e simulação, para o funcionamento em plena carga ou com uma potência de saída de 6 kW.

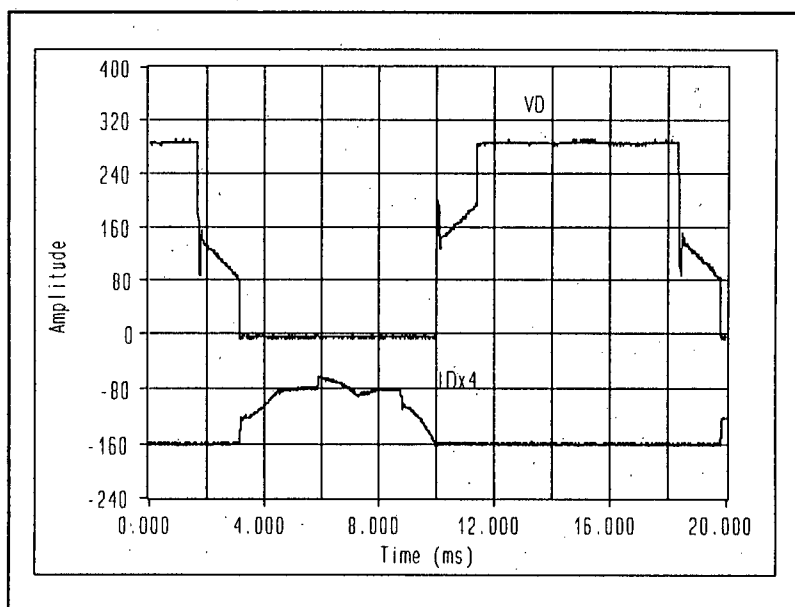


Figura 5.3: Tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora

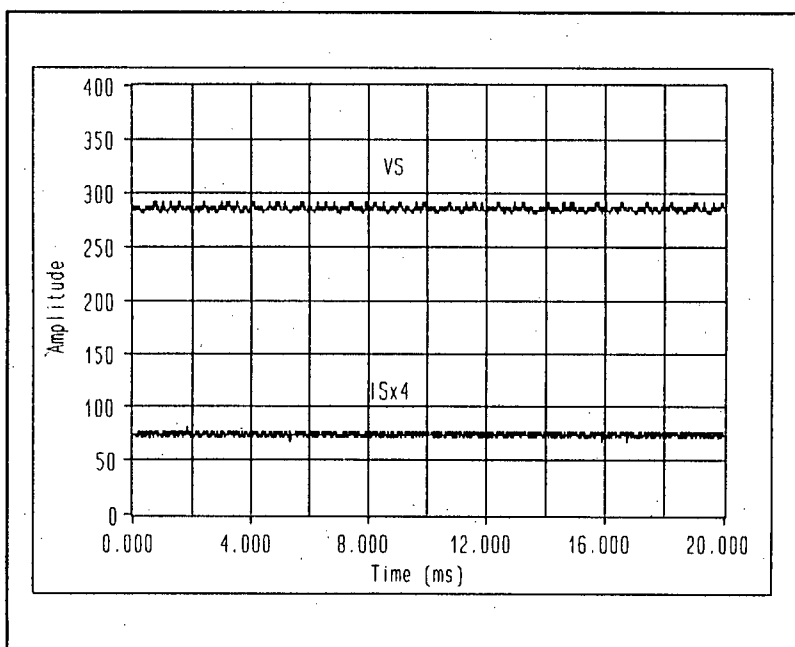


Figura 5.4: Tensão e corrente de carga

5.4 - CONCLUSÕES

Os resultados experimentais obtidos comprovam que o conversor

proposto funciona de acordo com o previsto, ou seja, apresenta uma forma de onda de corrente de fase com um fator de potência elevado e em torno de 0.98 para a operação em plena carga.

As formas de onda obtidas e os valores das grandezas de corrente e tensão, bem como a ação do circuito de snubber são coerentes com os resultados previstos por simulação e projeto, comprovando-se desta forma a metodologia utilizada.

A operação do protótipo montado não revelou problemas de ordem prática, apresentando portanto alto grau de confiabilidade, o que permite a aplicação e utilização deste conversor para fins comerciais.

CONCLUSÕES GERAIS

A técnica empregada pelo conversor estudado neste trabalho, se mostra eficiente para solucionar o problema do funcionamento com baixo fator de potência dos conversores CA-CC.

Seu princípio de funcionamento difere essencialmente de outros conversores, que também utilizam chaves para melhorar a performance da corrente absorvida da rede, no que se refere à potência processada pelas chaves que é de pequeno valor, o que constitui um mérito relevante deste conversor, já que é possível utilizar chaves de baixo custo.

A presença dos indutores de filtro no lado CA proporciona robustez ao conversor, pois representam um caminho de alta impedância entre a fonte de alimentação e a carga. A robustez do conversor está relacionada também com a continuidade de fornecimento de energia à carga mesmo havendo falha nas chaves auxiliares, embora o fator de potência seja degradado.

São empregados componentes de uso bastante difundido na montagem do circuito de comando, que em função do princípio de funcionamento do conversor é um circuito simples e barato.

A análise do conversor realizada a partir de simulação em computador digital revelou-se um método bastante eficiente, já que o protótipo montado apresentou um comportamento de acordo com o previsto, tanto no que se refere as formas de onda bem como a valores eficazes, médios e de pico de correntes e tensões nos diversos componentes do conversor. A análise por simulação mostrou-se também precisa e imprescindível para o dimensionamento do

circuito de snubber, capaz de atenuar as sobretensões ocorridas nas chaves auxiliares quando do seu bloqueio, devido a variações bruscas de corrente nos indutores do filtro de entrada.

Do estudo teórico realizado para o conversor proposto, foram gerados ábacos e equações que permitem o projeto rápido e fácil do mesmo.

Como resultado mais importante deste trabalho verificou-se que o fator de potência apresentado mantém-se elevado para uma longa faixa de variação da corrente de carga, mesmo com o ângulo de condução das chaves auxiliares sendo mantido fixo, embora sofra grande degradação em baixas cargas decorrente da elevação da distorção harmônica total da corrente. Para manter elevado o fator de potência mesmo com a diminuição da carga, faz-se necessário atuar sobre o ângulo de condução das chaves auxiliares no sentido de diminuí-lo de acordo com as curvas levantadas. Constata-se para o funcionamento em plena carga um fator de potência máximo de 0.98 com uma taxa de distorção harmônica total em torno de 12%, para um ângulo de condução das chaves auxiliares de 30°.

Dada as suas características de simplicidade, baixo custo e robustez, este conversor representa uma tecnologia de fácil transferência para a indústria e imprescindível para a aplicação como estágio de entrada de acionamentos em CA e CC como também de carregadores de baterias, principalmente em sistemas que requerem altas potências.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] CIVIDINO, L. - "Power Factor, Harmonic Distortion; Causes, Effects and Considerations", IEEE INTELEC 1992, pp 506-513.
- [02] MOHAN, N.; UNDERLAND, T.M.; ROBBINS W.P. - "Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, 1989.
- [03] KASSAKIAN, J. G.; SCHELECHT, M. F; VERGHESE, B. C. - "Principles of Power Electronics", Addison Wesley, 1991.
- [04] BOSE, B. K., - "Power Electronics and AC Drive", Printice Hall, 1986.
- [05] JR., R.G; PERIN, A.J. - "Three-Phase Rectifier Filters Analysis", COBEP 1991, pp 281-286.
- [06] ROCHA, J. - "Retificador Trifásico em Ponte Completa com Modulação PWM Otimizada", Dissertação de Mestrado, UFSC 1988.
- [07] MANIAS, S.; ZIOGAS, P.D.; PRASAD, A.R. - "Review of State of Art Higt Frequency PWM Switched-Mode Power Conversion Techniques", EPE 1987, pp 543-552.
- [08] VLATKOVIC, V.; BOROJEVIC, D.; ZHUANG, X.; LEE, F.C. - "Analysis and Design of a Zero-Voltage Switched, Three-Fase PWM Rectifier with Power Factor Correction", IEEE PESC 1992, pp 1352-1360.

[09] PRASAD, A.R.; ZIOGAS, P.D.; MANIAS, S. -"An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE PES 1989, pp 58-66.

[10] ISMAIL, E.; ERICKSON, W. -"A Single Transistor Three-Phase Resonant Switch for High Quality Rectification", IEEE PES 1992, pp 1342-1351.

[11] NIERMANN, C. -"New Rectifier Circuits With Low Mains Pollution and Additional Low cost Inverter for Energy Recovery"- IEEE EPE 1989, pp 1131-1136.

[12] SCHIEMAN, R.G.; KHUWATSAMRIT, T. -"A-C Line Current Variation on a Three-Phase PWM Drive With A-C Line Impedance", IEEE IAS 1990, pp 1067-1072.

[13] LANDER, C.W. -"Eletrônica Industrial: Teoria e Aplicação", McGraw-Hill 1988.

[14] BARBI, I. -"Eletrônica de Potência", Editora UFSC FEESC 1986.

[15] Manual de Utilização do Programa SCVOLT, Publicação Interna UFSC LAMEP 1990.

[16] DSN, PROGRAMME DE MANIPULATION DE COURBES, Laboratoire D'Electrotechnique et D'Electronique Industrielle, Toulouse, France.

[17] Motorola MOSFET IRF 740 Data Sheets, Power MOSFET Transistor

Data, MOTOROLA.

[18] Motorola Semiconductors -"Rectifier and Zeners Diodes Data Book", 1988.

[19] Semikron -"Semicondutores de Potência", 1990.

[20] BARBI, I.; FAGUNDES, J. C. S.; PERIN, A. J. - "Interruptores Bidirecionais: Princípios, Perspectivas e Aplicações", 6º CBA 1986, pp 360-365.

[21] SANTANDER, A. C. A. - "Inversor Push-Pull a Três Níveis", Dissertação de Mestrado, UFSC 1993.